AUTOMATICĂ • MANAGEMENT • CALCULATOARE

amc

50

SERIE CONTINUĂ DE SINTEZE, CERCETĂRI APLICATIVE, INSTRUIRE, INFORMARE ÎN SISTEME AUTOMATE, INFORMATICE, ELECTRONICE, DE CONDUCERE

amc

Vol. 50

AUTOMATICĂ MANAGEMENT CALCULATOARE

- Ciclul special „Congresul Mondial IFAC ´84"
- Calculatoare de buzunar programabile și microcalculatoare personale în proiectare
- Programe de test pentru CORAL și INDEPENDENT
- Fenomenul calculatoarelor personale

EDITURA TEHNICĂ
BUCUREȘTI – 1985

a
m
c

Vol. 50

Traduceri, adaptări: Adrian Davidoviciu, Vasile Sima, Radu Magda, Marcel Sîrbu, Aristide Predoi, Sandu Lazăr, Dan Dobrescu, Alexandra Tatu, Matei Constantin, Doina Tudor, Nicolae Tudorancescu, Ilie Păiuşi, Cornelia Basarab, Dan Rădulescu, Virgil Micula, Şerban Sporea, Radu Manolescu, Nicolae Algiu, Leonard Stoian Horobeţ, Gabriel Spiridon, Eust. Stanciu, Ştefan Lupescu.

Recenzii: Adrian Davidoviciu, Geber Toma, Gheorghe Luchian, Gorun Manolescu, Sandu Lazăr, Liviu Dumitraşcu

Redactor: ing. **PAUL ZAMFIRESCU**

Tehnoredactor: **Maria Trăznea**
Coperta: **Simona Dumitrescu**

Bun de tipar: 12 sept. 1985.
Coli de tipar: 23.

Tiparul executat la Întreprinderea Poligrafică „Crişana", Oradea — cda. nr. 223/1985.

a
m
c
Vol. 50

CUPRINS

amc

Vol. 50

În paginile 60, 84, 132, 170 sînt cuprinse indicații asupra manifestărilor naționale și internaționale, recomandări de cărți, ș.a. astfel: A șasea conferință de sisteme automate și recomandări AMC 1985.

CALCULATOARE DE BUZUNAR PROGRAMABILE (CBP-uri) ŞI MICROCALCULATOARE PERSONALE (PC-uri).

Metodică şi secvenţe simple.

Ing. *N. TEIANU*
I.C.S.I.T.P.S.C., Bucureşti

Cuprins

0. Introducere

Remarcăm, de la început, interesul crescînd al unui cerc mare de specialişti (proiectanţi, cercetători şi alţii) din diverse domenii industriale, pentru utilizarea calculatoarelor de buzunar programabile (CBP-uri) ca şi a microcalculatoarelor personale (PC-uri).

Acest interes crescînd este justificat de multiplele posibilităţi ale acestor CBP-uri şi CP-uri, prin operativitatea în manipulare, marea productivitate a calculelor la locul de muncă, aportul net la calitatea muncii prin înlăturarea calculelor de rutină, obositoare, — surse potenţiale de greşeli —, posibilitatea proiectantului de a se concentra asupra optimizării unor parametri, cu efecte imediate asupra calităţii deciziei şi muncii.

Faţă de A.M.C. 47, unde ne-am referit numai la CBP-uri, aici vom prezenta comparativ şi rezolvarea unor probleme de proiectare de cea mai mică dificultate, atît pe CBP-uri (tipurile HP şi TI), cît şi pe microcalculatoare programabile (tipul ZX 81) pregătind pentru alte A.M.C.-uri probleme mai dificile.

Deşi exemplele se referă, să spunem la mecanică, construcţii, energetică, termică, exprimăm convingerea că ele pot fi uşor extrapolate la oricare altă specialitate, întrucît alături de cunoaşterea fundamentului teoretic al unei probleme,

---

* Menţionăm că acest ciclu a fost iniţiat în A.M.C. 47 cu un articol al aceluiaşi autor „Calculatoare de buzunar programabile în proiectare", care se recomandă a fi consultat, deoarece prezintă succinte programe „personale" elaborate pentru ambele tipuri de CBP-uri utilizate şi aici. În ce priveşte limbajul universal BASIC pentru microcalculatoare personale (PC-uri), acesta este prezentat pentru începători în A.M.C. 48, iar ca limbaj al unui PC românesc (PRAE) în A.M.C. 51, în cadrul unui alt ciclu, conex, „CALCULATOARE PERSONALE ŞI PROGRAMAREA LOR".

importantă este înțelegerea programării „personale" (individuale), ce constituie scopul principal al acestui ciclu A.M.C.

Desigur, pînă în momentul cînd și la noi programarea „personală" va deveni un concurent serios al programării în centre de calcul, așa cum se întîmplă în multe țări, mai este un drum de parcurs. Sîntem siguri, însă, că cercul utilizatorilor CBP-urilor se va mări, mai ales în domeniile proiectării-cercetării asistate de calculator (și ca „hobby"), devenind necesară editarea a numeroase lucrări, inclusiv a unora cuprinzînd variate colecții de programe.

Prin cunoașterea nivelelor posibile de utilizare a micilor CBP-uri, alături de rezolvarea acelorași probleme pe microcalculatoare personale (mai performante, mai scumpe), se demonstrează clar marile posibilități ale fiecăreia dintre aceste clase, lăsîndu-i-se cititorului decizia de utilizare a unui CBP sau a unui PC, în funcție de posibilitățile sale, de dotarea personală sau a locului de muncă, de tipul de problemă și de gradul de dificultate a acesteia. Sesizăm că mulți din cei care practică asiduu programarea personală sînt atrași nu numai de utilitatea sa în muncă, ci și de posibilitățile „de sport al minții", care le oferă redactarea unui program — mai ales a acelora în limbajele mașină ale CBP-urilor — în scopul comprimării, conciziunii, sporirii forței instrucțiunilor, prin aport personal, imaginație, talent combinativ, inspirație, care se aseamănă, uneori, cu cele ale șahistului.

Nu putem omite aportul deosebit adus de această activitate la sporirea orizontului profesional și cultural al utilizatorului, care, avînd la îndemînă un instrument „personal", cu care poate rezolva multe din problemele profesionale, de exemplu de proiectare, pătrunde cu curaj în unele „cotloane" ale meseriei sale, unde există întotdeauna probleme insuficient cunoscute și analizate. Sînt numeroși utilizatorii care, îmbinînd cunoștințele profesionistului cu cele de programare, au adus aportul lor original la exprimarea numerică a unor procese sau procedee legate de profesia respectivă.

Ținînd seama de posibila opțiune — amintită — a utilizatorului, lucrarea prezintă programele în trei limbaje și anume: „S.O.A." pentru CBP-uri tip Texas Instruments, „polonez (polish) invers", pentru CBP-uri tip Hewlett-Packard și BASIC pentru microcalculatoare personale tip SINCLAIR ZX 81 sau „SPECTRUM".

1. Metodica programării „personale" în 9 pași

Programele personale (individuale) orientate pe rezolvarea unor anumite probleme de proiectare se întocmesc direct de utilizator și se folosesc de către acesta. Într-un colectiv poate exista un caiet de programe „personale" ce poate fi folosit, prin înțelegere, de membrii acestuia.

În caiet programele redactate se înregistrează pentru identificare. Dacă ele se referă la mai multe tipuri de limbaje, este bine să se întocmească caiete de programe pentru fiecare din limbaje.

Deși programele se vor redacta pe măsura apariției unor probleme profesionale concrete, succedîndu-se tematici și dificultăți diverse, se va încerca totuși să se grupeze aceste programe pe tematici, de exemplu: calcule de rezistență, calcule termice, organe de mașini etc.

Pentru operativitate se va redacta și un „carnet de lucru" care cuprinde numai elementele necesare utilizării programului.

Un plan în 9 pași al unui program „personal"

Pasul 1. Prezentarea problemei tehnice ce trebuie rezolvată pe calculator și a parametrilor ce trebuie calculați (text și figuri).

Pasul 2. Prezentarea unui breviar de calcul pentru problema în cauză, atunci cînd există în literatura de specialitate.

Pasul 3. Dacă problema, așa cum este prezentată în literatura de specialitate nu posedă aparat de calcul, rezolvîndu-se altfel decît numeric, se întocmește un aparat de calcul.

Pasul 4. Se întocmește modelul matematic pentru calculator, în baza formulelor de calcul, ținînd seama de particularitățile de limbaj și posibilitățile tehnice ale calculatorului.

Pasul 5. Se trece la redactarea programului pe baza tabelului de date, în care se introduc parametrii inițiali (se recomandă să fie scriși cu caractere îngroșate sau cu culoare neagră) — cum și parametrii ce se calculează de program și se introduc de acesta în registrul de date (se recomandă să fie scriși cu caractere subțiri sau cu culoare roșie).

La redactarea programului pe CBP-uri este necesar ca tabelul de date să se afle pe aceeași pagină pe care se redactează programul.

Se efectuează — pe baza volumului modelului matematic — o evaluare a volumului de program, și anume dacă acesta se poate încadra în memoria de program a calculatorului.

Dacă memoria de program este limitată sau modestă, un registru poate fi utilizat pentru depozitarea mai multor parametri, pe rînd, dacă aceștia nu se utilizează pînă la sfîrșitul programului, urmărindu-se ca — pe cît posibil — datele de intrare să nu fie înlocuite în registre cu date calculate de program.

La PC-uri, datele de intrare nu se introduc în registre, ci sînt „spuse" calculatorului pe tastieră sau pe măsura rulării programului, în primele secvențe de program.

Maniera de redactare. Există un mod de redactare obișnuit, și anume dispunerea pe verticală, de sus în jos a pașilor de program în ordine crescătoare, pașii fiind contorizați de la 1 ... n. Autorul lucrării, în baza rezultatelor obținute, prezintă un stil mai concis și mult mai expeditiv de redactare a programului, fără numerotarea locației. Potrivit acestui mod de redactare, programul se scrie în șiruri de idei ca rîndurile unei pagini de carte. Etichetele, plantate din loc în loc, permit stăpînirea perfectă a programului la redactare și corecturi cu accesul imediat la locația necesară, combinat cu stopurile și pauzele de program. Programatorul stăpînește mai bine, vizual, întreaga „grafie" a programului, mai ales în cazul programelor complexe cu traiectorii încrucișate ale rulajului, scurtîndu-se astfel timpul de redactare.

Programul trebuie să fie astfel redactat încît să permită rularea de mai multe ori, consecutiv, pe diverși parametri inițiali. Programul trebuie să fie cît mai complet, să prezinte parametrii calculați fără intervenții și modificări de parametri de către operator. Acesta trebuie să noteze doar valorile afișate, în caz că calculatorul nu are imprimantă. Programul trebuie să stopeze automat la terminarea afișării ultimului parametru. Unele CBP-uri sau PC-uri stopează automat la lipsa de instrucțiuni, altele nu.

În faza de redactare, la rularea de probă, programele suferă corecțiunile de rigoare!

Principalele defecțiuni de redactare și modul de depanare

— Rulare în bucle (rulete) fără sfîrșit. Cauza: sînt greșit puse condițiile de ieșire din buclă, condițiile de salt condiționat sau de salt necondiționat, anumiți semnalatori (FLAG-uri) sînt puși greșit, sau se uită dezactivarea lor la începutul programului.

— Parametri afișați cu valori eronate. Se verifică pas cu pas valorile introduse conform modelului matematic. Se verifică dacă locul unde sînt afișate valorile corespunde cu cel prevăzut în program, fiind posibile salturi greșite la alte locații de afișare. La nevoie se verifică însuși modelul matematic utilizat. Verificarea programului se face pe un test executat cu mijloace „tradiționale", pe cazuri în care valorile calculate se presupun indubitabile.

La redactare, mai ales cînd calculatorul are memorie limitată, nu se face abuz de subrutine. Cînd, însă, anumite secvențe de program sau formule se utilizează des, este recomandată utilizarea subrutinelor, pentru o reducere masivă a pașilor în program.

Cînd se dispune de memorie de program și de etichete, dar lipsesc registrele de date, se utilizează în loc de chemări din registre, chemări de subrutine scurte. Abuzul de chemări de subrutine la calcul, în locul chemărilor de registre de date, duce la timpi de rulaj al programului uneori peste valorile acceptabile pentru programe individuale (10—15 minute). Este bine ca o subrutină deja calculată să se depoziteze într-un registru de date și să fie chemat registrul, nu subrutina. Cînd calculatorul citește de mai multe ori același număr mare de valori ce nu se modifică în program, toate valorile complexe dar constante, se grupează în coeficienți depozitați la începutul programului.

O importanță majoră în redactare, o are alegerea celui mai bun model matematic, celui care utilizează expresia numerică cea mai simplă sau a celui care nu solicită artificii deosebite de programare, consumatoare de memorie de program și timpi de rulaj.

Parțial, unele din precauțiile și metodele arătate mai sus nu sînt necesare la microcalculatoare personale (PC-uri) datorită limbajelor mai rigide dar mai simple utilizate de acestea, vitezei de rulare foarte mare asociată cu o memorie de program suficientă.

Dacă calculatorul posedă un nivel de subrutine (una în alta) mărit, se notează pe subrutinele redactate după programul principal nivelul subrutinei, pentru a nu fi depășit. La calculatoarele cu stive operaționale de tip „HP", se notează atît nivelul subrutinei, cît și numărul maxim de etaje utilizat în subrutină, întrucît, la „lipirea" acesteia de programul principal, este posibil ca stiva să depășească 4 nivele, aducînd erori în program. Oricum, este bine ca atît în subrutinele cît și în programele în „Polish invers" să se introducă cît mai des semne operaționale aritmetice, care coboară stiva. Este bine ca subrutinele să fie rulate primele, pentru a „distruge" stiva acestora în programul principal, sau a o reduce pe cît posibil.

Redactarea programului se va face, de preferință cu creionul moale, pe hîrtie care suportă mai multe ștergeri, în linii de program cît mai lungi în direcția laturii mari a foii de hîrtie. O linie de program, conținînd cîteva instrucțiuni, se comentează separat. Uneori dacă o singură instrucțiune răspunde unor condiții complexe se comentează separat și distinct, față de program.

Uneori este necesară chiar testarea modelului matematic. În caz că condițiile la care trebuie să răspundă sînt complexe și nu am găsit în literatura de specialitate confirmarea acestuia, este necesar uneori, un program auxiliar de PC sau CBP, care să confirme corectitudinea modelului, prin „analiză practică".

În acest caz toate precauțiile ce se iau pentru programul de bază se iau și pentru programul „auxiliar". Este recomandabilă în acest caz rularea pe microcalculator întrucît limbajul său (de exemplu BASIC) — reduce posibilitățile de eroare.

•

Pasul 6. Testarea programului este o operație indispensabilă. Fără aceasta, un program nu se poate considera valabil. Testul servește atît la o nouă utilizare, cînd programul se poate reintroduce, fiind citit greșit de calculator sau testat cu greșeli — cît și în timpul redactării programului, la rularea acestuia. Testele vor cuprinde și cazuri particulare tipice, la care răspunde programul.

Pasul 7. După testare, programele se conservă pe benzi sau cartele magnetice, dacă acest lucru este posibil. Dacă calculatorul are imprimantă, se listează și programul, pas cu pas. La PC-uri se memorează „numele" programului în vederea redării acestuia de pe bandă.

Pasul 8. Instrucțiunile de utilizare trebuie să redea fidel toate intervențiile operatorului în vederea rulării programului, succesiunea exactă a datelor afișate. Dacă afișarea datelor nu are o succesiune regulată, atunci se construiește un tabel ajutător unde se înscriu parametrii pe măsura afișării lor (pentru CBP-uri).

Pasul 9. Carnetul de utilizare reprezintă un document de lucru. În el se înscriu: numărul cartelei magnetice sau al benzii de înregistrare, în lipsa acestora, lista de program, cum și tabelul de registre și instrucțiunile de utilizare, eventual figuri ajutătoare. Din acest carnet, trebuie să rezulte utilizarea clară și completă a programului.

2. Secvențe programabile pe CBP-uri și pe PC-uri

Problema 1

Alimentarea electrică a unui cuptor cu arc, se face prin funii de cupru, suspendate în două puncte (fig. 1). Se utilizează pentru fiecare fază electrică, un număr de 8—16 bucăți funii, avînd cotele A, B variabile. Cum este de mare importanță lungimea exactă a fiecărei funii, se cere să se calculeze lungimea l.

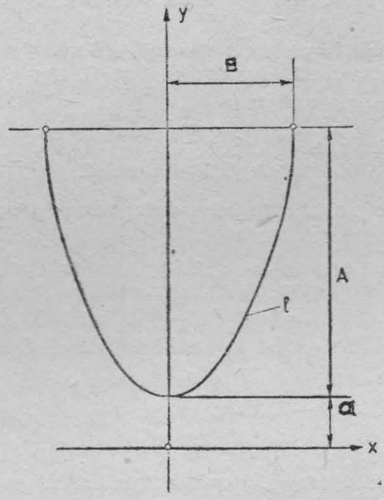


Fig. 1

Rezolvare. l=2.a.sh(x/a). Nu se pot utiliza formule aproximative (parabolă) datorită valorii prea mari A/B. Problema se rezumă la găsirea valorii „a" prin încercări. Relația devine l=a(exp(B/a)—exp(—B/a)).

Pe de altă parte, cunoscînd că ch x/a=y/a=$\frac{\exp(x/a)+\exp—(x/a)}{2}$, cu y=A+a, rezultă, pentru y=A+a și x=B:

(A+a)/a—(exp B/a)+exp—(B/a))/2=0. Această expresie se poate rezolva fără greutate, prin iterații, dînd CBP-ului diverse valori pentru „a", A și B fiind cunoscute.

*Rezolvare pe calculatoare de buzunar programabile tip „HP"**

Se introduc într-un tabel de registre (0—3) valorile:

Tabelul 1

0	1	2	3
A	B	a	B/a

În fiecare căsuță, numărul din stînga sus reprezintă numărul registrului de date în care se introduc parametrii inițiali, A, B, cu caractere grase. Cu caractere subțiri se reprezintă parametrii calculați sau uzați intern de program. Inițiem secvența de program cu LBL A:

LBL A STO 2 RCL 0+	Orice valoare de display intră automat în R_2 la apăsarea butonului care reprezintă eticheta LBL A. Dacă executăm operația

a ⟶ [A] se efectuează „a+A" cu „a" în R_2

* O scurtă descriere a CBP-urilor tip Hewlett-Packard în A.M.C. 47.

RCL 2 ÷	se efectuează (a+A)/a
RCL 1 RCL 2 ÷	se efectuează B/a ⟶ R_3, apoi
STO 3 e^x	se calculează $e^{B/a}$
RCL 3 CHS e^x	se efectuează $e^{-B/a}$
+2 ÷ —R/S	se completează tot calculul expresiei.

Rămîne acum să iterăm, dînd valori lui „a" pe schema: a ⟶ [A]
Cînd calculatorul indică zero, sau o valoare suficient de apropiată de zero (±), atunci oprim iterația.

LBL B RCL 2 RCL 3 e^x RCL 3 CHS e^x —X R/S	calculează l=a(exp(B/a)—exp—(B/a)) care reprezintă lungimea funiei, (după prima operație, de la LBL A) prin apăsarea lui [B]

Aplicație: A=3 m, B=1 m.
Rezultă a ~ 0,3343 m și l=6,64 m, după 5—6 iterații.

*Rezolvare pe calculatoare de buzunar programabile tip „TI"**

Se scrie următoarea secvență, utilizînd același tabel de registre de date (Tabelul 1), care a fost utilizat și pentru programul în „Polish invers"

LBL A STO 2+RCL 0= ÷ RCL 2—((RCL 1 ÷ RCL 2) STO 3 INV
lnx+RCL 3±INV lnx)÷ 2=R/S

Se iterează cu valori a ⟶ [A] pînă la anularea expresiei afișate
apoi: LBL B RCL 2 X (RCL 3 e^x—RCL 3±e^x)=R/S
Prin apăsarea lui [B] cu „a" deja stabilit, se afișează 1 — lungimea funiei.

Rezolvarea problemei pe microcalculatorul personal ZX 81

Acest calculator nu are un display propriu, ci utilizează pentru aceasta ecranul televizorului, racordat la mufa pentru antenă a acestuia. Posedă toate facilitățile unui calculator individual, afișînd valorile calculate în stivă, pe coloane preferențiale, cu pauză, curgător de jos în sus etc. Are accesorii grafice și cinematice, putînd plota curbe, figuri etc. El recunoaște valori și „caractere", este echipat cu toate accesoriile logice: „și", „sau", „egal", „diferit", „<", „>", „⩽", „nu" etc.

Calculatorul permite o redactare în linii de program, ce sînt așezate una peste alta, fiecare linie fiind numerotată cu numere naturale între 1—9999. Scrierea programului se face la „două mîini" — fiecare tastă fiind prevăzută cu 4—5 funcții, utilizîndu-se tastare directă sau tastări intermediare.
Se scrie programul în limbaj BASIC, pentru, de exemplu, A=3, B=1, „a" notat cu „X" și s=pasul de căutare al valorii a, variabil.

1 LET A=3 2 LET B=1 3 PRINT „S?" 4 INPUT „S?" 5 LET D=0,05 7 FOR X=D TO A/2 STEP S	intrarea variabilelor A, B și a pasului de increment „S". Pe linia 7 se consideră începutul iterației cu X=0,05, pînă la A/2, pas de iterație S. Programul demarează cu „RUN" NEWLINE; sau mai bine cu GOTO 1 NEWLINE, primind valoarea S, după care continuă.
8 PRINT X, (A+X)/X —(EXP(B/X)+EXP —(B/X))/2	Conform formulei, mai sus prezentate, trebuie ca această valoare „X" să se anuleze. Găsind pe „X" care anulează expresia, — găsim de fapt rezolvarea problemei.
10 NEXT X	Ruletă
20 PRINT (EXP(B/X) —EXP — (B/X)·X	lungimea l

* O scurtă descriere a calculatoarelor tip „Texas Instruments" în A.M.C. 47.

Rulînd programul, cu increment S=0,05, găsim că valoarea X, trece prin zero pentru X=0,3 ... 0,35 în care caz, micşorăm incrementul de căutare. Tastăm LET D=0,3 şi LET S=0,01 GOTO 7 NEWLINE şi găsim X∼0,33. Tastăm LET S= =0,0005 GOTO 7 NEWLINE şi găsim X=0,3343. După aceasta tastăm LET X=0,334 GOTO 20 NEWLINE şi apare valoarea lui l=6,639 m.

O descriere amănunţită a microcalculatoarelor personale româneşti (PC) aMIC în cartea A. Petrescu, Totul despre... : microcalculatorul personal aMIC, Ed. tehnică, 1985 şi a microcalculatoarelor româneşti PRAE în AMC 51.

Rezolvarea problemei cu CBP-uri, dar cu ajutorul subrutinei specializate „zero de funcţii"

CBP-urile posedă subrutine specializate cu ajutorul cărora se calculează rădăcinile funcţiilor, — subrutine denumite „zero de funcţii". Astfel de subrutine utilizează pentru găsirea valorii pentru care variabila anulează funcţia, diverse metode matematice ca: metoda înjumătăţirii intervalului, metoda aproximaţiilor succesive etc.

Aceste subrutine se conservă, fie pe cartele magnetice asigurate contra ştergerii accidentale, aşa cum sînt echipate calculatoarele din seria „HP" — fie în module „Software" cu care se echipează calculatoarele tip „TI" — şi care constituie o formă accesibilă de utilizare. La calculatoare „HP" este necesar ca valoarea iniţială cu care începe aproximaţia, să provoace un şir de aproximaţii convergent. La calculatoarele „TI" se indică limitele între care se aşteaptă să se afle rădăcina. Acest lucru este posibil, întrucît ordinul de mărime al rădăcinii, legat de rezolvarea „fizică" a problemei, se cunoaşte.

Rezolvarea pe calculatoare de buzunar programabile HP 97 sau HP 67

Se citeşte de calculator cartela magnetică pe care este imprimat programul de căutare al rădăcinii unei funcţii, pe pista respectivă. De obicei, jumătate din memoria de program este ocupată de program iar cealaltă jumătate serveşte pentru „scrierea" de către utilizator a funcţiei căreia i se cer rădăcinile.

Se tastează GTO·112 PRGM (pe tastieră)

Se stabileşte lista de registre:

Tabelul 2

0	1	2	3
a	A	B	B/a

Începînd cu pasul 113, se scrie „programul" funcţiei (A+a)/a—(exp(B/a)+exp—(B/a))/2=0 după cum urmează:

Lbl 1 RCL 0 RCL 1+ RCL 0 ÷	a intrat (a+A)/a
RCL 2 RCL 0 ÷ STO 3 e^x RCL 3 CHS e^x+ 2 ÷ —RTN	B/a a intrat în R_3 apoi s-a completat întreaga funcţie, scrisă sub forma unei subrutine, avînd ca încheiere instrucţiunea „RTN", care permite întoarcerea la programul principal

Acest lucru este necesar întrucît această subrutină e „chemată" şi folosită de programul de bază „zero de funcţii" al calculatorului.

Algoritmul utilizat de „HP", provoacă un şir de iteraţii rapid convergente, dacă valoarea iniţial aleasă „X" este apropiată de rădăcina aşteptată, „a".

Pentru 1 ⟶ |A| și X=0,4 ⟶ |E|, programul „caută" circa 15—20 secunde, afișînd, pentru A=3 și B=1 introduse inițial, valoarea: X=0,334415589, și care se regăsește și în R_0.

Dacă dorim să aflăm valoarea funcției, pentru această valoare a=X, este suficient să apelăm la subrutina care cuprinde funcția. Tastînd GSB 1, adică începînd rulajul de la Lbl 1, calculatorul afișează: 0,000000003, fapt care confirmă exactitatea valorii X.

Rezolvarea pe calculatoare de buzunar programabile TI 58/58 C/59

Calculatoarele din seria „TI" au un modul „SOFTWARE" — implementat aparatului, din seria „ML", care cuprinde 25 programe „bibliotecate" în circa 5 000 pași, în afara memoriei de program.

Modulul ML 1, la programul nr. 8 cuprinde programul „zero de funcții". Ca și celelalte 24 bucăți programe din acest modul, — acest program poate fi utilizat „pe tastieră" sau chemat ca subrutină în programul propriu. Chemarea ca subrutină în programul propriu, elimină pînă și operațiile manuale pe tastieră, necesitînd însă scrierea unui mic program conducător, — acest mod fiind rațional pentru calcule repetabile (cazul acestei probleme). Vom prezenta ambele variante.

Varianta „pe tastieră". Se „cheamă" programul nr. 8 prin secvența Pgm 08 pe tastieră, apoi CMS pentru ștergerea registrelor de date, CP pentru ștergerea programului conținut anterior, dacă calculatorul are „memorie constantă" (TI 58 C). De la pasul dorit de noi implementăm secvența de program, care cuprinde funcția:

(A+a)/a—(exp (B/a)+exp—(B/a))/2=0, și anume:

(pentru A ⟶ R_{11} și B ⟶ R_{12}): (tab. 3)

Lbl A' ((STO 10+ RCL 11) ÷ RCL 10	S-a efectuat (a+A)/a
—((RCL 12 ÷ RCL 10) STO 13	S-a introdus B/a ⟶ R_{13}
INV lnx+RCL 13± INV lnx) ÷ 2) INV SBR	Instrucțiunea „INV lnx" echivalează cu e^x. S-au completat calculele, în structura unei subrutine, — expresia încheiată cu „INV SBR", fiind che-

mată în programul principal al modulului „SOFTWARE"

Tabelul 3

10 a	11 A	12 B	13 B/a

Pentru execuție, introducem A ⟶ R_{11}=3 și B ⟶ R_{12}=1. Limita inferioară de la care se caută rădăcina, va fi 0,01 ⟶ |A| conform manualului de operații, iar limita superioară 2 ⟶ |B|. Dacă nu tastăm eroarea maximă admisă, apăsăm |E|, se asumă 0,01, pt. eroare și afișează 0,33259, cu care, dacă tastăm RST pentru întoarcere la programul principal (SBR A') — scris de noi, apoi tastăm |A'|, — se intră direct în subrutină și se calculează valoarea funcției (—0,114) care nu satisface. Vom asuma deci, o eroare de 0,001 ⟶ |D|, ⟶ |E| care conduce după circa 20 secunde la valoarea 0,334055 cu valoarea funcției —0,022 — care ne satisface, nefiind nevoie de creșterea preciziei de căutare a rădăcinii.

Precauțiile ce se asumă la utilizarea acestor subrutine sînt legate de: neutilizarea tastei RST care trimite la programul principal, neutilizarea registrelor de date utilizate de programul de bibliotecă. Etichetele utilizate de noi, în programul de bază sau subrutină, nu se vor interfera cu cele utilizate de programul nr. 8 „SOFTWARE", chiar dacă au același simbol.

Varianta utilizînd programul de bibliotecă drept subrutină.

Considerînd deja implementată, undeva în program subrutina A′ (v. mai sus), care „scrie" funcția căreia dorim să-i aflăm rădăcina, continuăm cu secvențele:

Lbl A STO 14 R/S | introducem valoarea inferioară a intervalului de căutare, în R_{14}

Luăm 0,01 ⟶ |A|. Stop pentru introducerea valorii superioare a intervalului ⟶ |B|;

Lbl B STO 15 RCL 14 Pgm 08 A RCL 15 |
Pgm 08 B 0,001 Pgm 08 D Pgm 08 E R/S |

Se constată aceleași operații efectuate nu pe tastieră, ci în program. Rezultatul este identic cu cel din calculul pe tastieră. Este necesar ca valorile inițiale de căutare să nu provoace incompatibilități. Dacă pornim, de exemplu, cu 0 ⟶ A se observă în SBR A′, că apare zero la numitorul fracției B/a. Pentru calculatoarele neechipate cu aceste subrutine, se dă în anexele 1 și 2 lista programelor „zero de funcții" limbajele polish-invers (anexa 1) și SOA (anexa 2), precum și pentru „BASIC" (anexa 3).

ANEXA 1

Lista programului „zero de funcții" utilizat de „HP" în limbaj „Polish invers", conținut în biblioteca de programe HP 67/97

1 ⟶ |A|

Valoare de căutare inițială ⟶ |E|

001	*LBLA	21 11	025	R↓	—31	049	STO0	35 00
002	STOI	35 46	026	%	55	050	GSEI	23 45
003	RTN	24	027	X=0?	16—43	051	RTN	24
004	*LBLe	21 16 15	028	LSTX	16—63	052	*LBLD	21 14
005	F0?	16 23 00	029	STOC	35 13	053	X≠Y	—41
006	GT00	22 00	030	2	02	054	STO0	35 00
007	SF0	16 21 00	031	+	—24	055	—	—45
008	1	01	032	—	—45	056	X≠Y	—41
009	RTN	24	033	STOA	35 11	057	STOB	35 12
010	*LBL0	21 00	034	STO0	35 00	058	+	—24
011	0	00	035	GBBI	23 45	059	STOC	35 13
012	CF0	16 22 00	036	STOD	35 14	060	2	02
013	RTN	24	037	ROLA	36 11	061	+	—24
014	*LBLa	21 16 11	038	ROLO	36 13	062	ST+0	35—55 00
015	SF1	16 21 01	039	+	—55	063	0	00
016	STOE	35 15	040	STO0	35 00	064	STO9	35 09
017	RTN	24	041	GSBI	23 45	065	ROLB	36 12
018	*LBLB	21 12	042	STOB	35 12	066	X≠I	16—41
019	EEX	—23	043	ROLD	36 14	067	*LBL7	21 07
020	CHS	—22	044	—	—45	068	X≠I	16—41
021	2	02	045	ROLO	36 13	069	STOB	35 12
022	ROLE	36 15	046	+	—24	070	ROL0	36 00
023	F1?	16 23 01	047	RTN	24	071	BSBI	23 45
024	X≠Y	—41	048	*LBL0	21 13	072	ROLO	36 13

073	ST+0	35—55 00
074	×	—35
075	ST+9	35—55 09
076	ROLB	36 12
077	K≠I	16—41
078	DSZI	16 25 46
079	GT07	22 07
080	STOI	35 46
081	ROL9	36 09
082	RTN	24
083	*LBLE	21 15
084	FIX	—11
085	GSBP	23 12
086	ROLB	36 12
087	GTO0	22 00
088	*LBLE	21 06
089	ROL0	36 00
090	GSBI	23 45
091	STOB	35 12
092	*LBL0	21 00
093	ROLA	36 11
094	ROL0	36 00
095	STOA	35 11
096	—	—45
097	ROLD	36 14
098	ROLB	36 12
099	STOD	35 14
100	—	—45
101	+	—24
102	×	—35
103	ST—0	35—45 00
105	ROLO	36 00
105	F0?	16 23 00
106	FSE	16 51
107	+	—24
108	RND	16 24
109	X≠0?	16—42
110	GTO6	22 06
111	ROL0	36 00
112	RTN	24

ANEXA 2

Lista programului „zero de funcţii" în limbaj tip „TI"
(subrutina ML 1 program 08)

Lbl A STO 1 INV SBR
Lbl B STO 2 INV SBR
Lbl C STO 3 INV SBR
Lbl D STO 8 INV SBR

Notaţii:
t — simbolul registrului TEST
⟶t — „intră în registrul TEST"

Lbl E (RCL 2 ⟶t RCL 1 x⩾t|x| STO 4+RCL 3) STO 1 STO 5
SBR A′ STO 7 (RCL 4 STO 6 SBR A′ CP x=t RAD X EXC 7)
x⩾t E Lbl Grad ((RCL 4+RCL 5) : 2) STO 6 RCL 8 ⟶t
(RCL 5—RCL 4) x<t RAD (RCL 6 SBR A′ X RCL 7) CP x=t RAD
x⩾t y^x RCL 6 STO 5 GTO GRAD Lbl y^x RCL 6 STO 4 GTO GRAD
Lbl RAD RCL 6 INV SBR Lbl |x| 0 1/x INV SBR

Desigur, atunci cînd calculatorul în limbaj S.O.A. deţine acest subprogram ca subrutină nu este necesară intrarea în memoria de program a acestuia. În caz contrar, el poate fi integrat într-un program urmărind rezolvarea unei probleme concrete, respectînd tabelul de registre

0	1	2	3	4	5
a	b	uzat	uzat	uzat	uzat

6	7	8	9
x	uzat	precizia cerută	

în care:
a, b — valorile intervalului de căutare (v. problema 1), adică limita inferioară şi superioară.

Căutarea se face scriind subrutina A′ care conţine expresia căreia trebuie să i se găsească rădăcina, şi chemînd SBR E pentru rezolvare. Pentru „recoltarea" în plin program a valorii rădăcinii, se inversează SBR x cu SBR RAD, care va continua programul propriu utilizînd valoarea găsită a rădăcinii în R_6 (x).

ANEXA 3

Lista programului „zero de funcţii", transpus din limbaj „TI"
în „BASIC" pentru PC-ZX 81

18 LET S3=valoare pentru pasul de căutare
20 LET SI=valoare pentru limita inferioară de căutare

```
21  LET S2=idem, limita superioară
23  LET S8=precizia solicitată
25  IF S1>S2 THEN GOTO 195
26  LET S4=S1
27  LET S1=S1+S3
28  LET S5=S1
29  LET N=S5
30  GOSUB 200
31  LET S7=P
32  LET S6=S4
33  LET N=S6
34  GOSUB 200
35  IF P=0 THEN GOTO 190
36  LET Q=S7
38  LET S7=P
39  IF (P·Q)>0 THEN GOTO 25
50  LET S6=(S4+S5)/2
51  IF (S5—S4)<S8 THEN GOTO 190
52  LET N=S6
53  GOSUB 200
54  IF (P·S7)=0 THEN GOTO 190
55  IF (P·S7)>0 THEN GOTO 180
56  LET S5=S6
57  GOTO 50
180 LET S4=S6
181 GOTO 50
190 PRINT S6
191 STOP
192 GOTO 25
195 PRINT „GATA“
196 STOP
```

Se scrie funcția căreia i se caută rădăcinile cu:

```
200 LET P=funcția
201 RETURN
```

Problema 2

Pentru calcularea unui cadru-static nedeterminat, este nevoie de integrarea grafică (metoda Vereșciaghin) a suprafețelor de momente, cu aspect ca în figura 2.

Există cel puțin 20 de variante în care se pot găsi segmentele de grindă încărcate cu diagrama de momente (fig. 3).

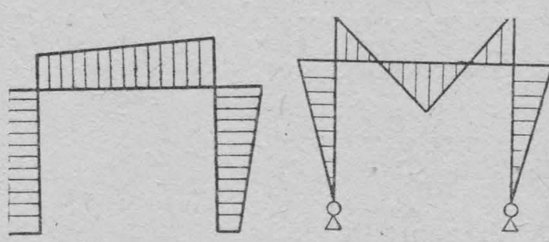


Fig. 2

Se poate scrie o secvență programabilă, scurtă, dar care ușurează foarte mult munca de rutină și posibilele greșeli ce apar utilizînd tabelele cu integrale grafice, în timpul calculului (prin valori greșite, semne $\pm$ inversate etc.). Analizînd formulele din tabelele cu integrale, se constată că numeroase cazuri corespund formulei generale:

M m dx=E((2A+B)C+(A+2B)·D)/6. Dacă se respectă semnul valorii A...D ($\pm$) de pe diagrama de momente, integrala se calculează utilizînd o subrutină unică. Este suficient a suma în program, într-un registru de date, valorile calculate pe fiecare segment de cadru. S-a construit deci, un „model matematic“.

Întrucît atît CBP-urile „HP“ cît şi cele „TI“ posedă etichete A... E, spre uşurinţa manipulării, ele se vor utiliza pentru introducerea „prin ele“ a valorilor în registre de date, aşa cum se va vedea mai jos:

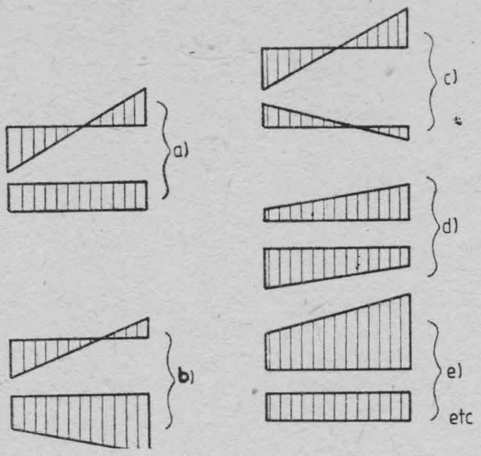


Fig. 3

Secvenţă comună, de introducere a valorilor A... E, atît pentru „HP“ cît şi pentru „TI“:

LBl A STO 1 R/S LBl B STO 2 R/S LBl C STO 3 R/S LBl D STO 4 R/S LBl E STO 5 R/S	prin care valorile A... E intră în $R_1 \dots R_5$, prin secvenţe de forma: A=2,5 ⟶ [A]. Programul, la apăsarea lui [A] cu 2,5 în display, primeşte valoarea de display ⟶ STO 1 adică în R_1 STOP etc.

Secvenţa următoare diferă funcţie de limbajul utilizat:

Pentru „HP“

LBl a RCL 1 2 X RCL 2+RCL3 X
RCL 2 2 X RCL 1+RCL 4 X+
6 : RCL 5 X STO+6 R/S.

Pentru „TI“

LBl A' RCL 1 X 2+RCL 2=X RCL 3
+(2 X RCL 2+RCL 1) X RCL 4=
: 6 X RCL 5=SUM 6 R/S.

Pentru A=1, B=2, C=3, D=4, E=5

rezultă $\int = 26,666\dots$

Se observă că, dacă la începutul rezolvării problemei anulăm conţinutul registrelor de date prin CLR REG sau CMS, urmează a se depozita în R_6 toate valorile succesiv calculate ale integralelor. Pentru aceleaşi valori, dar C=—3, rezultă $\int = 6,666$.

Exemplul acesta de secvenţă programabilă, se rezolvă operativ pe CBP-uri, datorită labilităţii lor în rezolvarea de probleme scurte dar repetabile. PC-urile nu se pretează eficient la atari rezolvări de secvenţe.

Autorul pregăteşte continuarea lucrării cu: 3. Probleme de dificultate mică. 4. Probleme „curente“. 5. Probleme de dificultate sporită pentru un viitor A.M.C.

SC2. O REŢEA DE MICROCALCULATOARE PENTRU SPITALE

P. Bakonyi, A. Békéssy, J. Demetrovici,
P. Kerékfy, M. Ruda
Institutul de Automatizări şi Calculatoare,
Academia de Ştiinţe Ungară, Budapesta,
(R. P. Ungară)

Rezumat. Sistemele pentru spitale sînt, după opinia noastră, tipuri speciale de sisteme de conducere. Funcţionarea corectă a sistemelor de conducere depinde de calitatea datelor. Acest aspect este valabil şi pentru sistemele pentru spitale. Pentru a obţine un sistem informatic corespunzător, datele trebuie înregistrate la sursa lor. În această lucrare se prezintă ideia de bază a unui sistem simplu de „conducere" pentru spitale. Pentru realizarea sa poate fi utilizată o reţea locală de microcalculatoare. Este prezentat un sistem general de programe pentru achiziţie de date şi conducere. Sînt date rezultatele preliminare obţinute pentru un sistem de dimensiuni reduse.

Expresii de bază. Sisteme medicale; prelucrarea informaţiilor medicale; prelucrarea de date; reţea locală; programe de calculator; editor de texte; tratamentul pacientului; achiziţie de date; microprocesoare.

INTRODUCERE

Această lucrare tratează o problemă specială de conducere şi anume conducerea sistemelor umane (sociale), în special a sistemelor sanitare.

Funcţionarea corectă a sistemelor de conducere depinde de calitatea datelor furnizate. De aceea un sistem informaţional bine organizat este problema esenţială pentru conducere. În relaţiile umane, un sistem informaţional constă însă, în general, dintr-un set complex şi vast de date. Uneori, schimbul de informaţii este mult întîrziat, încetinit şi complicat. De aceea conducerea în timp real a sistemelor umane prin intermediul calculatoarelor pare a nu fi în fapt o problemă fezabilă şi ceea ce se realizează în fond este un sistem informaţional care ajută doar la luarea deciziilor de conducere în spitale.

Autorii lucrării şi colegii lor sînt angajaţi de peste zece ani în studiul sistemelor de control medical şi în cercetarea aspectelor teoretice specifice. Subiectul este foarte deosebit, componentele sale cuprind domenii variate, cum sînt sistemele informaţionale naţionale (Csukás şi alţii 1975; Greff, Krámli şi Soltész 1979; Ruda 1978), sisteme de control local (Kerékfy şi Ruda 1983 a, 1983 b; Ratkó şi Csukás 1982 a, 1982 b; Ratkó, Csukás şi Vaszary 1982; Ratkó, Ruda şi Csukás 1983), instrumente de programare pentru controlul sitemelor informaţionale, dezvoltarea de sistem la nivel de utilizator (Kerékfy şi Ruda 1982), studii matematice şi medicale în domeniul optimizării de programe şi determinarea factorilor de risc (Békéssy şi alţii 1982; Gömör şi Ratkó 1984; Krámli şi alţii 1980; Krámli, Lukács şi Ruda 1981, Krámli şi Pergel 1977; Lengyel 1982; Ratkó 1984).

Din această varietate mare de subiecte s-au ales în studiul de faţă sistemele de supraveghere pentru spitale. Chiar şi numai această direcţie ridică o serie de aspecte deosebite.

În ţările în care instituţiile sanitare sînt sub controlul centralizat al statului este indispensabil ca principalele date statistice asupra funcţionării acestora să fie colectate şi analizate. Aceste date statistice prezintă de asemenea şi un interes ştiinţific. De aceea morbiditatea în spitale a fost studiată şi analizată (prin calculator) în Ungaria încă din 1972 (Csukás şi alţii 1975).

Autorii au luat parte la această lucrare.

Sistemul statistic (Krémli şi alţii 1980) elaborat pentru cercetarea morbidităţii în spitale la nivel naţional a fost aplicat de asemenea într-o serie de studii C.A.E.R.

Un asemenea sistem complex de nivel naţional este util şi valabil pe durată îndelungată numai dacă datele sînt prelucrate, înregistrate şi verificate direct la

sursă (în spitale), incluzînd prelucrarea pentru scopuri locale. În caz contrar, se obține o cantitate de date inutile sau chiar destructive.

Problema menționată, adică înregistrarea și controlul datelor la sursă, poate fi realizată prin înregistrarea și prelucrarea locală a datelor pe microcalculator.

Există și o altă problemă care poate fi tratată prin microcalculatoare. Acestea pot efectua urmărirea activității preventive și curative a pacienților internați și externați dintr-o instituție sanitară. Există o serie de rezultate obținute deja în această direcție. Trei sisteme de supraveghere au fost puse în funcțiune la Institutul Național de Cardiologie (Ratkó și Csukás 1982 a, 1982 b; Ratkó, Csukás și Vaszary 1982; Ratkó, Ruda și Csukás 1983):

— Registrul infarcturilor cardiace, conținînd datele din Budapesta de Sud-Est, cu o populație de peste o jumătate de milion.

— Pacienții în așteptare pentru operație cardiacă extracorporală (Registrul ROC); un șir de circa 1 000 pacienți este urmărit prin acest sistem.

— Registrul BCI (Boli cardiace ischemice). Este un sistem de supraveghere complex care conține date variate asupra testelor preoperatorii, evenimentelor operatorii și postoperatorii.

Pornind de la aceste registre conducerea se bazează pe un sistem informațional în care modificarea oricărui subsistem influențează pe toate celelalte. Spre exemplu sistemul BCI se suprapune cu registrul operațiilor cardiace. Registrul BCI conține date asupra sistemului complex de supraveghere și anumite date de intrare ale registrului BCI trebuie să apară de asemenea în registrul ROC. Prin urmare tranzacțiile inițiate de diverși utilizatori (medici, asitenți) trebuie să fie sincronizate. Acest sistem poate servi ca model de sistem general de conducere pentru spitale, în care subsistemul de supraveghere trebuie să obțină toate datele oportune de la alte compartimente sau/și laboratoare.

În 1982 pe baza experienței obținute prin elaborarea sistemelor sanitare menționate mai sus, autorii au făcut propunerea de a sprijini activitatea instituțiilor sanitare din Ungaria. Autorii sînt de părere că cea mai bună variantă constă în utilizarea unui sistem simplu, bazat pe microcalculatoare, care are mari posibilități de utilizare și în alte aplicații, fiind astfel soluția cea mai adecvată pentru extinderea aplicării calculatoarelor în Ungaria (Kerékfy și Ruda 1983 a).

În 1983 a fost inițiat în Ungaria un studiu privind sistemele informatice în spitale, bazate pe o rețea de microcalculatoare. Autorii au luat parte la elaborarea acestui studiu. După concepția autorilor lucrării de față, echipamentele de bază ale sistemului de conducere pentru spitale trebuie să constea dintr-o rețea locală de mare viteză, cu microcalculatoare inteligente, avînd preț accesibil, și care formează stațiile de lucru. Echipamentele din fiecare stație sînt de rang egal. În configurație trebuie să fie incluse, de asemenea, o serie de componente speciale (memorie internă de capacitate mare, imprimantă rapidă).

Sistemul trebuie să fie omogen în sensul că orice stație de lucru trebuie să poată fi element controlat sau de control. Tranzacțiile inițiale la orice stație de lucru trebuie, prin logica sistemului, să ducă la schimbări în celelalte puncte nodale ale sistemului. Spre exemplu, externarea unui pacient din spital trebuie să rezulte într-un raport final la secție, iar în registrul central și în baza statistică de date evenimentul să ducă la o nouă înregistrare, care are efect de asemenea asupra aprovizionării cu alimente și medicamente ale spitalului.

Luînd în considerare dimensiunile și complexitatea problemei s-a stabilit cooperarea în 1983 cu Uzinele MEDICOR pentru elaborarea necesară de hardware și software. Spitalul Municipal din Szekszárd s-a alăturat acestui proiect.

Stațiile de lucru ale sistemului de spital constau din microcalculatoarele Varyter și Syster, elaborate în Institutul de Automatică și Calculatoare, iar microcalculatoarele MOD 81 și MOD 81-M în cadrul Uzinelor MEDICOR. Rețeaua locală a fost realizată de Institutul de Automatică și Calculatoare. Software-ul de bază constă din sistemele de date pentru conducere micro-SHIVA și MEDAC, ambele elaborate în Institutul de Automatică și Calculatoare. (Ideia sistemului MEDAC datează din 1980 cînd L. Haunák, K. Kovács și T. Lengyel, autorii MEDAC, au atras pentru prima dată atenția asupra aplicabilității microcalculatoarelor în sistemul informatic pentru

spitale.) Au fost de asemenea utilizate unele componente ale sistemului STEFI (prescurtare maghiară pentru sistemul informatic bazat pe termeni medicali standardizați) elaborat de Spitalul Municipal din Szekszárd.

CONCEPTUL SISTEMULUI DE CONDUCERE CU CALCULATOR PENTRU SPITALE

Sarcinile Sistemului de conducere

În primul rînd trebuie să fie clar că sistemul în discuție lucrează la nivel informațional, în sensul că activitatea medicală nu este direct implicată, iar instrumentarul nu este de asemenea inclus în sistem de reglare.

Înregistrarea pacienților. Aceasta este prima sarcină pe care sistemul trebuie să o rezolve. Datele pacienților, precum și o serie de caracteristici generale ale sistemului controlat (cum ar fi numărul de paturi, echipamentul de laborator, parametrii terapeutici și ai testelor) urmează să fie introduse în baza de date. În ceea ce privește datele pacienților, unele sînt înregistrate la secția respectivă, altele sînt transmise de diferite stații de lucru (laboratoare, biroul de înregistrare, alte secții). Setul de date trebuie menținut deoarece acesta trebuie să fie complet și reactualizat continuu.

Datele care sosesc de la diferite noduri în diverse momente de timp trebuie să fie asamblate, iar testele de laborator inițiate la timpul oportun. Dacă pacienții se deplasează (dintr-o secție în alta) sau sînt externați, datele lor trebuie să fie transmise sau depuse în arhivă în mod automat.

Informații pentru sistemul de supraveghere și conducere, cercetare științifică. În afara tratamentului pacienților, este necesar să se asigure datele statistice necesare pentru organismele de conducere locale, regionale și naționale. Aceste date sînt utile și pentru cercetare științifică (statistici de morbiditate, studii asupra eficacității unor tratamente, etc.). Datele statistice sînt cerute și pentru planificarea aprovizionării cu alimente, medicamente și chimicale.

Asistarea tratamentului pacienților. Dacă datele pacienților sînt precis cunoscute, atunci diagnosticul pus de medici poate fi sprijinit prin calculator, spre exemplu cu luarea în considerare a unei doze corecte de medicamente. Astfel, prin stabilirea în mod automat a existenței unei alergii, sau a unei incompatibilități medicamentoase, poate fi dat un semnal de alarmă.

Descrierea și evaluarea tratamentelor

Descrierea stării de sănătate a unui pacient, precum și testele și tratamentele necesare reprezintă o lucrare laborioasă și complexă. Metoda tradițională de descriere poate duce la texte care sînt incomplete sau ușor de confundat.

Datele nestructurate, cum sînt datele particulare ale pacienților, pot fi desigur înregistrate prin metode simple, de rutină. Dar noțiuni ca „starea de sănătate" nu pot fi corect descrise printr-un set de date simple (cum ar fi vîrsta, greutatea, etc.). Pentru descrierea lor trebuie să se ia în considerare structuri mai complexe. În sistemul prezentat a fost utilizată o structură de termeni standardizați. Termenii pot fi asamblați astfel încît să formeze rapoarte, iar rapoartele reprezintă „măsuri" ale unei noțiuni complexe cum este „starea de sănătate" sau rezultatul unor teste. Ne vom întoarce la acest punct în capitolul care se referă la metodele de software.

Condiții generale

Înregistrarea pacienților. Sistemul de introducere și de cerere de date trebuie să fie rapid, sigur și simplu de manevrat, deoarece se exploatează de personal cu experiență redusă. Trebuie să se poată efectua o mare varietate de cereri, iar modificările în cerințe trebuie să se poată realiza fără mare greutate. Aceasta înseamnă dezvoltarea sistemului la nivel de utilizator. De asemenea, trebuie să se creeze metode și mijloace clare pentru redefinirea sau modificarea structurii și a datelor de bază.

Subdiviziunile bazelor de date, separate în spațiu și timp, urmează să fie „sincronizate". De ce trebuie să fie astfel într-un spital? Chiar și, numai un singur pas în tratamentul pacientului, necesită date produse în diferite locuri (laborator, chirurgie, sală de consultație, etc.) sau/și în diferite momente. Deoarece oricum stațiile de lucru sînt autonome (nu există o ierarhie între ele), este necesar să existe pentru sincronizarea funcționării lor un protocol adecvat special pentru a menține fiecare subdiviziune a bazei de date la zi.

Personal de conducere. Pentru producerea informațiilor de conducere și supraveghere a personalului sînt adecvate metode statistice tradiționale. Este necesar să fie alocată pentru acest scop o stație de lucru echipată cu software statistic. Același lucru se aplică în cazul cerințelor impuse de cercetarea științifică.

Am dori să scoatem în evidență însă faptul că și o procedură de codificare — aparent simplă — utilizată uzual în statistica medicală — poate determina, în practică, o serie întreagă de perturbații. (Spre exemplu, Codul Internațional al Bolilor, editat de WHO). A fost elaborat un program de codificare semiautomat. Acesta urmărește ierarhia sistemului de codificare, codificarea în ICD simplificată.

Activitățile de tratament. Descrierea acestora necesită stații locale inteligente, echipamente cu software specific.

Strategia de implementare a sistemului de conducere pentru spitale

Spitalele care nu au utilizat anterior calculatoare vor fi echipate cu sistem de conducere. Prin urmare sistemul informatic trebuie să fie ușor de utilizat eficace și rapid. Sistemul nu trebuie să consume mai mult timp și muncă decît metodele tradiționale, să nu perturbe cursul normal al activității în spital și să fie introdus treptat.

Primele module puse în funcțiune trebuie să fie acelea care nu au tangență cu activitatea medicală, cum ar fi înregistrarea datelor statistice pentru conducere, sau pentru administrarea echipamentelor și materialelor medicale. Acestea pot îmbunătăți condițiile activității medicale.

Argumentele prezentate justifică elaborarea registrului de medicamente, conform inițiativei Dr. K. Ghyczy (medic șef al sanatoriului Căilor Ferate Maghiare).

Un alt sistem care poate fi introdus, fără să perturbe activitatea medicală, este registrul pacienților externi. În majoritatea cazurilor medicul cunoaște foarte bine pacienții internați în secția sa, dar este imposibil să rețină totul referitor la detaliile ce privesc mii de pacienți externi. În consecință inventarierea tratamentului pacienților (consultații, terapie de spital, operații) este foarte dificilă fără calculator. De aceea s-a elaborat un sistem cu calculator pentru Institutul Național de Cardiologie (Kerékfy și Ruda 1983 a, 1983 b; Ratkó și Csukás 1982 a, 1982; Ratkó, Csukán și Vaszary 1982; Ratkó, Ruda și Csukás 1983).

Implementarea subansamblelor sistemului destinat asistenței medicale directe (atît la nivel descriptiv cît și de conducere) este după părerea autorilor, ultima etapă. Prelucrarea de texte libere (spre exemplu Gell 1983) se intenționează să devină instrumentul de bază pentru rezolvarea problemelor dificile care ar putea să apară în acest caz. De aceea, luînd în considerare limitările de capacitate ale echipamentului, precum și complexitatea problemei de care trebuie să se țină seamă, autorii au preferat sistemul STEFI (informația bazată pe termeni medicali standard) care este similar cu metoda descrisă spre exemplu de Sectorul GI 2000 de Endoscopie Gastrointestinală a lui E.L. Computers Limited, dar mai general. De asemenea, alte sisteme dedicate (spre exemplu Morton și alții 1983; Fontain și Le Beux 1983), precum și programul pentru codificare ICD (Kerékfy și Ruda 1983 a) menționat mai sus, sînt similare cu conceptul STEFI.

ARHITECTURA SISTEMULUI DISTRIBUIT

Cînd a fost proiectat sistemul pentru spitale, s-a decis să se elaboreze o arhitectură de sistem distribuit care are o serie de avantaje față de concepția unui sistem centralizat.

Un sistem distribuit poate fi construit pe baza unor calculatoare mici, în locul unui calculator puternic, unic, reducîndu-se astfel costul hardware, software și al exploatării. Acest tip de sistem este mai fiabil decît cel bazat pe un singur calcula-

tor, deoarece în cazul sistemului distribuit probabilitatea căderii întregului sistem este minimă.

Un sistem distribuit poate fi ușor extins, în cazul în care cresc cerințele de prelucrare. Fiecare secție are posibilitatea să-și dimensioneze echipamentul propriu pentru a răspunde cerințelor specifice.

Datele utilizate la fiecare punct, pentru orice scop, se intenționează să fie accesibile în mod global pentru toți utilizatorii sistemului, dar elaborarea unui asemenea sistem flexibil, distribuit, este o problemă foarte complexă.

Pentru aceasta sînt necesare o serie de produse ale tehnologiei avansate cum sînt rețele rapide de comunicație, microcalculatoare și experiență în elaborarea de sisteme. Din fericire se pot prezenta o serie de rezultate obținute în institut. Problema rețelelor de calculatoare este unul din subiectele cele mai importante de cercetare ale institutului. Ca rezultat a fost elaborat un sistem de rețea distribuită de către L. Almásy. Acesta a fost ales pentru sistemul de spital. S-a putut utiliza, de asemenea, unul din ultimele tipuri de microcalculatoare și de accesorii adecvate.

Sistemul implementat pentru spitale este compus dintr-un set de microcalculatoare (MC). Microcalculatoarele sînt conectate la un director de grup (DG) care asigură funcțiunile necesare ale rețelei. Pentru fiecare secție s-a proiectat un grup de 2—8 stații, funcție de încărcarea efectivă. Configurația sistemului distribuit pentru spitale este arătată în fig. 1. Sistemul implementat are următoarele caracteristici:

— modificările în topologia sistemului sînt ușor de efectuat;
— sistemul este transparent, adică utilizatorul nu trebuie să știe nimic din topologia și funcțiunile rețelei;
— se permite interprocesarea — comunicația — de la o lucrare la alta;
— fiecare echipament conectat la distanță (imprimantă, disc, etc.) are acces ca și cînd ar fi conectat local;
— există o funcție de interfațare care permite cuplarea cu o rețea de date publică sau cu un calculator tip IBM, de la toate stațiile din sistem.

Arhitectura sistemului distribuit este prezentată în fig. 2.

Baza sistemului constă dintr-o rețea locală (LAN) care utilizează tehnica CSMA/CO pentru accesul parametrilor fizici.

Protocoalele implementate corespund standardelor IEEE 802. Aceste funcțiuni sînt realizate în directorul de grup (DG), director specializat, construit pe bază de microprocesoare (vezi mai jos). Interfața fizică între DG și stațiile cu microcalculator, este de tip V24 sau BSI. Se asigură o transmisie de date protejate la erori prin procedura de control de tip HDLC.

Sistemul de operare al rețelei este suprapus celui local pentru controlul pe de o parte al fluxului de informație, atîta timp cît unele mesagii sînt transmise sistemului local de operare, iar altele modulului de interfață a rețelei (MIR). MIR transmite mesagiile fie stațiilor care aparțin aceluiași director de grup, fie magistralei de transmisie. În ultimul caz sistemul LAN intră în funcțiune și transmite mesagiile locațiilor celor mai adecvate.

Sistemul utilizat se bazează pe funcțiile descrise ale sistemului distribuit.

Scurtă descriere a elementelor sistemului

Microcalculator. Se utilizează două tipuri de microcalculatoare denumite Varyter, respectiv MOD-81. Ambele sînt construite cu microprocesorul Z80. Capacitatea memoriei operative este de cel mult 128 Kbyte RAM.

Periferice de bază

— Unitate duală floppy disc (2×500 Kbyte, max. 4 unități).
— Ecran: 30 cm diametru, 24 linii, 80 de caractere pe linie, matrice în puncte 300×480, nu mai mult de 256 caractere diferite.
— Interfață serială (V24, X20, X21).
— Imprimantă (matricială, cu tambur, etc.).

Posibilități suplimentare

— Ecran de tip display grafic (color, 512×512 — matrice în puncte)
— INTRĂRI/IEȘIRI analogice.

Software

— Sistem de operare Netty (compatibil cu CP/M 2.2).

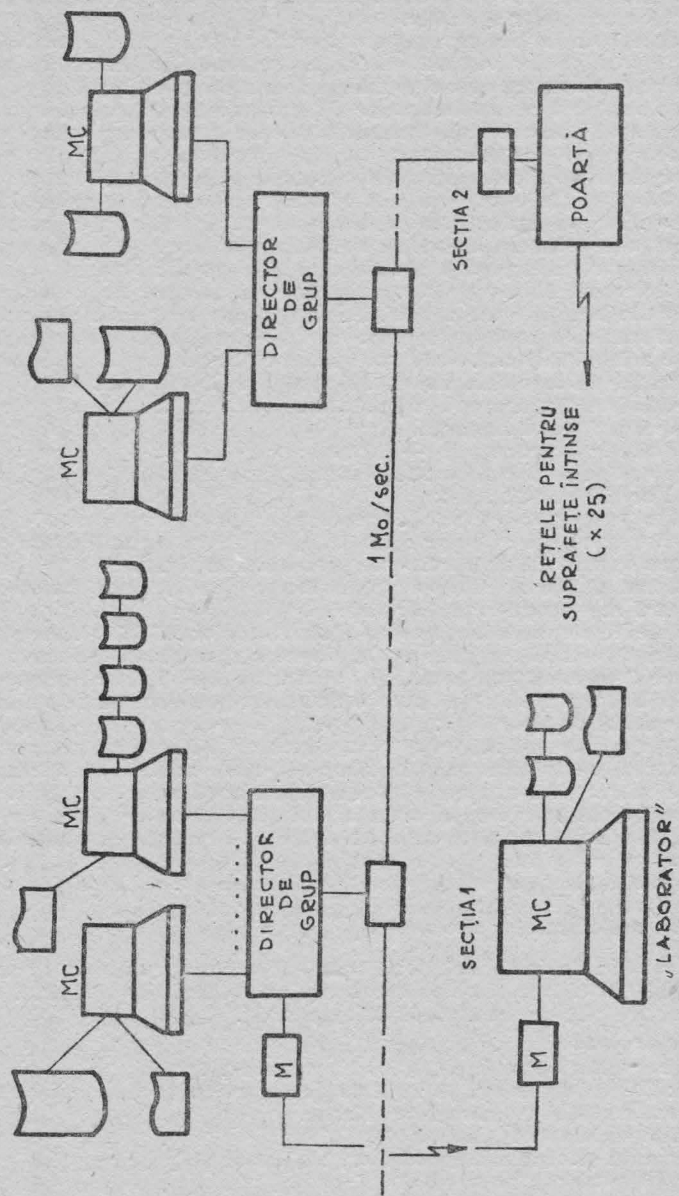


Fig. 1. *Configurația sistemului pentru asigurarea sănătății.*

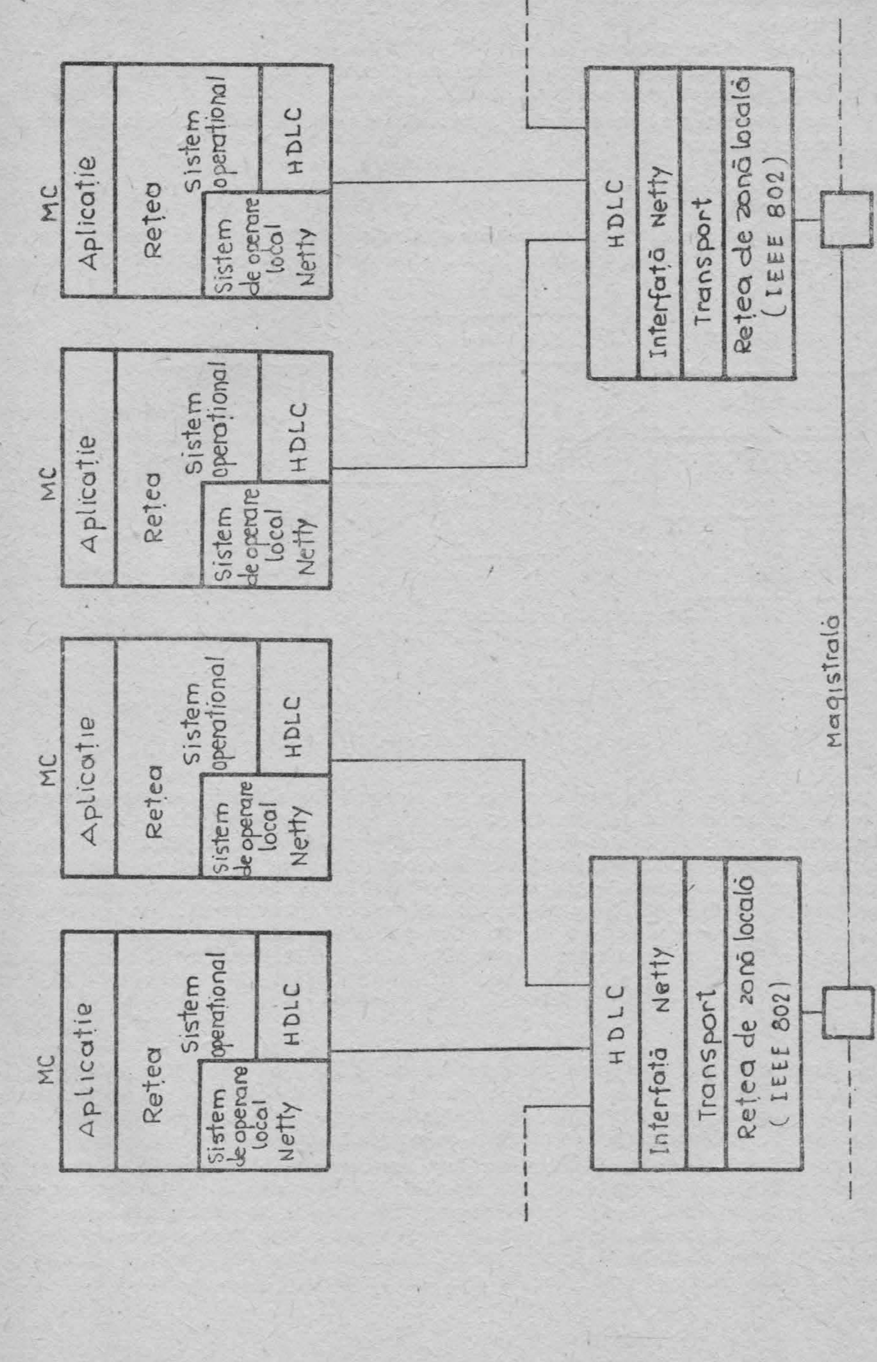


Fig. 2. *Structura sistemului.*

Director de grup. Directorul de grup (DG) aparține familiei de directori de rețea „MS". Membrii acestei familii sînt sistemele cu microprocesoare constituite din module funcționale unificate. Funcție de cerințe, pot fi construite din blocuri funcționale variante mono sau multiprocesor. Au fost elaborate următoarele blocuri:

— multiplexor
— terminal concentrator de date
— module de interfață pentru sistem cu calculator compatibil IBM
— unitate de acces pentru rețea locală.

Directorul de grup utilizat pentru sistemul de spital a fost elaborat din modulele menționate mai sus.

INSTRUMENTE SOFTWARE

În primul rînd s-a elaborat un editor extins pe întreg ecranul denumit micro SHIVA (fig. 3) cu scopul de a cuprinde intrarea de date și cerințele impuse siste-

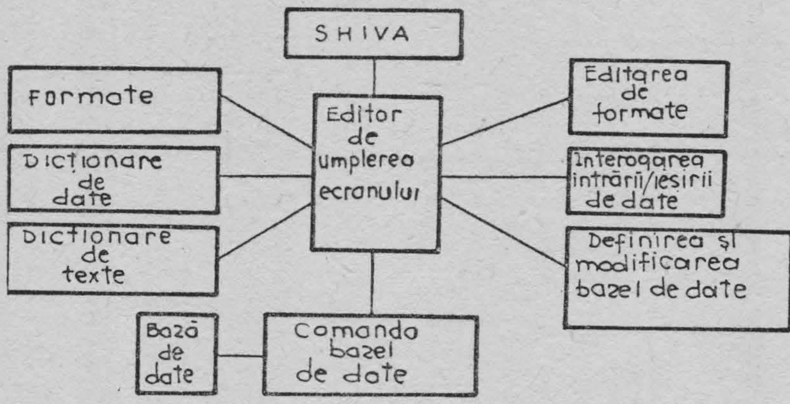


Fig. 3. *Structura micro-SHIVA.*

mului pentru spitale. Utilizarea acestuia se cere să fie simplă pentru personalul fără experiență anterioară în lucrul cu calculatoare. Sistemul micro-SHIVA este un instrument vizual: rezultatele comenzilor sînt imediat vizualizate iar utilizatorul le poate interpreta ușor. Există întotdeauna o bază de date în rezervă, pentru care se asigură interfața de comunicație prin micro-SHIVA. La baza de date există acces prin formularistica utilizată în practica de zi cu zi. Formatele sînt completate pe ecran și utilizate pentru introducerea, modificarea și interogarea de date. Formatele sînt comandate (definite și completate) prin micro-SHIVA (Kerékfy și Ruda 1983 a, 1983 b).

Așa după cum s-a menționat anterior micro-SHIVA se utilizează pentru definirea, editarea, înmagazinarea și completarea de formate. Formatele (osatura) constau din texte constante și porțiuni de spații libere pentru date — Formatul este o secvență de pagini, compuse din rînduri ce conțin caractere și spații pentru date.

Editarea de formate. În sistem au fost implementate comenzile și funcțiile uzuale pentru editorul de umplere a ecranului. Unele dintre acestea sînt activate printr-o singură apăsare de tastă: listare și paginare sus/jos, deplasare stînga/dreapta, introduce/elimină rîndul/caracterul. Însă în completarea funcțiunilor uzuale, spațiile de date pot fi definite și alocate în formate. Pozițiile de început și sfîrșit ale cîmpurilor de date sînt indicate prin poziționarea cursorului și apăsarea unei taste spe-

ciale. Caracteristicile adiționale ale cîmpurilor de date delimitate (tip, valoare inițială, denumire, etc.) pot fi stabilite în cursul dialogului.

Formate de înmagazinare. Formatele (osatura lor) este înmagazinată pentru utilizare ulterioară în fișiere.

Textele constante sînt comprimate. Conținutul cîmpurilor de date nu este memorat aici. Valorile inițiale inegale cu zero sau locurile libere sînt înmagazinate, dar separat.

Completarea formatelor. Micro-SHIVA urmează să fie utilizat ca instrument al sistemului de programe de bază pentru aplicații generale. Prin urmare acesta constă dintr-un pachet de subrutine utilizabile în orice program aplicativ (spre exemplu în modulul sistemului pentru spital). Subrutinele afișează formularul, îl deplasează pe ecran, îl înregistrează sau îl introduc în cîmpurile de date. O anumită zonă a ecranului este alocată formatului, în timp ce alte părți ale ecranului sînt disponibile pentru programe specifice.

Asigurînd afișarea formatului pe ecran, toate cîmpurile sale de date (libere sau parțial ocupate) pot fi completate. Unele cîmpuri pot apare completate deja, deoarece fiecare utilizator în timp ce editează formatul sau programul aplicativ, poate să aloce valori în acesta. În continuare, formatul poate fi poziționat (listare, paginare, etc.) prin comanda unei taste cît și prin cursor (prin indicatorul comutatorului în sus, în jos, la dreapta, la stînga). Este posibilă efectuarea unui salt peste cîmpul următor sau la cel anterior. În timpul deplasării formatului poziția relativă a cursorului este menținută.

Cîmpurile pot fi modificate prin programul utilizator la nivelul completării formatului. Spre exemplu cîmpurile pot fi realizate de tip „read-only" (numai citire) astfel că utilizatorul nu poate înscrie mai mult în ele. (Această restricție este, în general, o funcție a editorului de format, adică este realizat în timpul în care cîmpul este definit, dar uneori o asemenea restricție trebuie să fie amînată.)

Orice caracter intrat în cîmpul de date este controlat, iar erorile de sintaxă sînt imediat semnalizate prin pîlpîire. Controlul pentru erori semantice se efectuează fie după încheierea umplerii, fie după introducerea fiecărui caracter — acesta fiind dependent de prescripțiile făcute în programul aplicativ. Programul aplicativ poate semnaliza erorile și prin mesajele de eroare.

Paginile formatului, sau părți din acesta, pot fi imprimate. Funcțiunile programului aplicativ constau în alegerea parametrilor pentru imprimarea cîmpurilor (spre exemplu imprimare rapidă, subliniere, etc.) precum și distanțarea rîndurilor, a caracterelor, determinarea începutului și sfîrșitului de spațiu și text. Aceste funcții pot fi însă șterse, dacă este necesar de către operator, de la claviatură.

Gestiunea datelor

Pachetul gestiunii de date asigură programele aplicative cu funcțiunile cerute în gestiunea de date și oferă utilizatorului oportunitatea de a iniția funcțiuni simple prin tastele de funcțiuni. Aceste funcțiuni sînt următoarele:

— introducerea și modificarea datelor;
— ștergerea înregistrării;
— interogarea înregistrării prin tastele de cîmpuri;
— afișarea conținutului înregistrării.

Dacă tasta funcțională este apăsată, sistemul așteaptă confirmarea înainte de a executa comanda.

Înmagazinarea de date. Structura bazei de date este definită prin completarea unui format special. Acesta descrie structura înregistrării, denumirea și atributele datelor și tastele de căutare.

Înregistrările de date constau din grupuri de date, grupurile putînd fi repetate în înregistrare, iar factorul de repetiție poate varia de la o înregistrare la alta. Datele pot fi de lungime fixă sau variabilă. Cele de lungime fixă pot fi numere sau texte (șiruri), cele de lungime variabilă sînt șiruri. Ambele tipuri de date, de lungime fixă sau variabilă, sînt comprimate. Datele numerice sînt înmagazinate ca șiruri de biți și nu sînt organizate sub formă de byte.

Unele cîmpuri de date sînt stabilite ca argumente. Nu se cere ca înregistrarea să fie definită fără echivoc prin argumentele sale. Semnificația argumentelor este

memorată în tabela de argumente care permite rechemarea rapidă a înregistrărilor cu argumente cunoscute.

Modificarea introducerii de date. La nivelul utilizatorului, introducerea și modificarea datelor nu poate fi deosebită. Datele introduse într-un format liber pe ecran devin o nouă înregistrare dacă se înmagazinează. Dacă formatul completat cu date dintr-o înregistrare existentă este afișat și utilizatorul dispune ca sistemul să le înmagazineze, acesta poate alege între a înregistra modificarea și o nouă intrare înregistrată.

Cîmpurile de date ale formatelor afișate pe ecran, pot fi completate la dorință (cu excepția funcției R/O) (read/out). Denumirile stabilite pentru anumite cîmpuri de date din formate, le conectează pe acestea cu cîmpurile din înregistrările bazei de date. Conținutul cîmpului nominalizat este copiat în înregistrarea bazei de date respective. Semnificația cîmpurilor de date fără denumire nu se memorează.

Înregistrările de date pot fi șterse prin apăsarea unei taste funcționale și confirmînd cererea. Înainte de a permite alte înregistrări, o înregistrare care s-a șters prin inadvertență poate fi ușor reconstituită, însă în continuare această posibilitate nu este întotdeauna asigurată, ci depinde de starea bazei de date.

Interogări. Există două metode de bază pentru interogare: una pentru satisfacerea imediată a cererii utilizatorului care privește ecranul, cealaltă pentru prelucrarea de date pe loturi (batch processing).

Prima metodă de extragere rapidă a datelor menționată se aplică dacă criteriul de căutare poate fi formulat în termeni de argumente (căutare pentru valoare nedefinită a argumentului și căutare pentru argumente parțial definite care sînt funcții de asemenea admise).

Valorile cîmpurilor de argumente, ca și toate celelalte date sînt obținute prin completarea de formate. Căutarea se stabilește prin tabela de argumente care conține valorile argumentului înregistrărilor. Tabela de argumente poate conține fie argumente nemodificate, fie codificate. În ultimul caz nu se cere ca valorile să fie decodificabile (codificarea poate aloca același cod pentru diferite valori). Aceasta poate încetini extragerea, dar dimensiunea tabelei de argumente este redusă în mod substanțial.

A doua metodă de căutare este mai flexibilă. Trebuie să fie completat un format special de interogare și interogările complexe pot fi formulate prin definirea condițiilor care constau din listele de valori sau listele de intervale pentru anumite articole de date. Pornind de la aceste condiții s-au construit relații complexe prin operatorii logici AND, OR și NOT. Algoritmul de căutare trebuie să facă uz, de asemenea, de tabela de argumente, ceea ce obligă totuși să se citească prin intermediul bazei de date de pe disc, dacă formulele se referă la date fără argument.

Sistem distribuit

La nodurile rețelei, bazele de date create pentru cerințe locale sînt la dispoziția utilizatorilor. Schimbările în bazele de date vor produce anumite operații care pot afecta bazele locale de date, precum și cele situate în alte noduri ale rețelei. Operațiile care se referă la bazele locale de date vor fi executate, pe cînd cele care se referă la altele nu se vor executa, acestea fiind înmagazinate în fișiere locale și executate ulterior, eventual în momentul cînd stațiile vizate sînt pregătite să le primească.

BIBLIOGRAFIE

Békéssy, A., Krámli, A., Soltész, J. și Csukás, M. (1982). Metode iterative pentru determinarea factorilor de risc. În Sváb, J. (Ed.), Lucrările celei de-a treia conferințe Maghiare de Biometrie. *Magyar Biológiai Társaság,* Budapesta pp. 201—204.

Csukás, M., Greff, L., Krámli, A. și Ruda, M. (1975). O metodă de elaborare a sistemului de date pentru morbiditatea de spital în Ungaria. *În Colocviile IRIA, Informatica Medicală, vol. 1 IRIA,* Le Chesnay — pp. 381—390.

Fontaine, D., şi Le Beux, P. (1983). Un sistem expert pentru consultaţii rubella. În van Bemmel, M., Ball, M. şi Wigertz, O. (Ed.). *Lucrările MEDINFO 83*, Partea 1. Olanda de Nord, Amsterdam pp. 529—536.

Gell, G. (1983). Prelucrarea liberă a textelor în medicină. In van Bemmel, M., Ball, M. şi Wigertz, O. (Ed.). *Lucrările MEDINFO 83*, Partea 1, Olanda de Nord, Amsterdam pp. 96—99.

Gör, B. şi Ratkó, J. (1984). Calculul riscului de recurenţă în cazul anchilozei spondilitice, luînd în considerare antigenul HLA-B-27. *Analele geneticii umane*, 48, 79—86.

Greff, L., Krámli, A. şi Soltész, J. (1979). Modelarea procedurii de luare de probe pentru studiile de morbiditate din Ungaria. În Ghigan, 9., Aspend, P. şi Kitsue, P. (9d.). Modelarea sistemului de protecţie a sănătăţii, *Lucrările grupei de lucru CP-79-15, IIASA, Laxenburg* pp. 172—177.

Kerékfy, P., Krámli, A. şi Ruda M. (1982 a). Mijloace statistice şi de software în cercetarea medicală. În Sváb — *Lucrările celei de-a treia Conferinţe maghiare de biometrie, Magyar Biológiai Társaság*, Budapesta pp. 191—195.

Kerékfy, P., Krámli, A. şi Ruda, M. (1982 b). SIS 79/GENERA. Sistemul statistic de informaţii. În Trappe, R. şi Findler, N. V. (Ed.). *Progrese în Cibernetică şi Cercetări de Sisteme*, vol. 11. Hemisphere, Washington, pp. 123—128.

Kerékfy, P. şi Ruda, M. (1982). Program de optimizare la nivelul utilizatorului. În Trappl, R. (Ed.). *Cibernetică şi Cercetări de Sisteme*. Nort-Holland, Amsterdam, pp. 797—802.

Kerékfy, P. şi Ruda, M. (1983 a). Sisteme informaţionale medicale cu minicalculatoare. *În lucrările Conferinţei de servicii informatice*, Varna — Sub tipar.

Kerékfy, P. şi Ruda, M. (1983 b). Sistem informatic medical bazat pe microcalculatoare. În van Bemmel, M., Ball, M. şi Wigertz, O. (Ed.). *Lucrările MEDINFO 83*, Partea 2. Olanda de Nord, Amsterdam, p. 733.

Krámli, A. şi Pergel, J. (1977). Aproximarea algoritmului de înregistrare prin inserţie prin paşi aleatori. *Probleme de Teoria Informaţiei şi Reglare automată* 6, 207—211.

Krámli, A., Ruda, M., Csukás, M. şi Galambos, M. (1980). Sistem informatic statistic pentru HWB, cu experiment extins pe larg. În Diday, E. (Ed.). — *Analiza de date şi Informatică*. North-Holland, Amsterdam, pp. 457—462.

Krámli, A., Lukács, P. şi Ruda, M. (1981). Metodă probalistică pentru evaluarea performanţelor sistemelor cu calculatoare. În Arató, M. şi Varga, L. (Ed.). — *Modele Matematice în Sisteme cu calculatoare*. Akadémiai Kiadó, Budapesta, pp. 233—246.

Lengyel, T. (1982) — Aplicaţia analizei corelaţiilor canonice la predicţia trombozelor. *MTA SZTAKI Közlemények*, 28, 35—43.

Morton, B. A., Teather, D., Du Boulay, G. H., şi Wills, K. (1983). Analiza datelor de diagnostic cu aplicaţie la diagnosticul leziunilor cerebrale. In van Bemmel, M., Ball, M. şi Wigertz, O. (Ed.). *Lucrările MEDINFO 83*, Partea 1. Olanda de Nord, Amsterdam. pp. 471—474.

Ratkó, I. şi Csukás, M. (1982 a). Un sistem de conducere pe bază de date pentru pacienţii suferinzi de infarct miocardic acut. În Trappl, R. şi Ricciardi, L. (Ed.), *Progrese în Cibernetică şi Cercetarea de Sisteme*, vol. 9, Hemisphere, Washington, pp. 497—501.

Ratkó, I. şi Csukás, M. (1982 b). Evaluarea statistică a datelor în cadrul unui registru de infarcturi realizat pe calculator. În Sváb, J. (Ed.) — *Lucrările celei de-a treia Conferinţe maghiare de biometrie* — Magyar Biológiai Társaság, Budapesta, pp. 213—214.

Ratkó, I., Csukás, M. şi Vaszary, P. (1982). Înregistrarea pe calculator a pacienţilor în aşteptare pentru operaţii cardiace. În Trappl, R. (Ed.) ,*Cibernetică şi Cercetarea de Sisteme*. North-Holland, Amsterdam, pp. 651—653.

Ratkó, I., Ruda, M. şi Csukás, M. (1983). Sisteme cu calculator în cardiologie. În van Bemmel, M. Ball, M. şi Wigertz, O. (Ed.). *Lucrările MEDINFO 83*, Partea 2. North-Holland, Amsterdam. p. 1286.

SISTEME ELECTROENERGETICE

Ing. *I. Păiuși*
Ing. *A. Tatu*
Ing. *N. Tudorancescu*
Dr. ing. *R. Manolescu*
I.P.A.

STABILITATEA ȘI SIGURANȚA ÎN FUNCȚIONARE

În cadrul *secțiunii 01.1/A* a Congresului al 9-lea I.F.A.C., au fost prezentate 6 lucrări privind controlul și asigurarea stabilității în funcționare a sistemelor energetice.

Lucrarea A-1 tratează problema utilizării inteligenței artificiale și, în mod special, a sistemelor expert, în exploatarea și conducerea sistemelor energetice.

Se definește conceptul de sistem expert ca un program de calculator ce poate fi folosit, în mod interactiv de lucru cu calculatorul, în calitate de consultant în scopul rezolvării rapide a unor sarcini deosebit de complexe.

Autorii lucrării arată că în ultimul timp practica inginerească în controlul sistemelor electroenergetice a cunoscut un progres considerabil, în măsura în care au fost implementate centre de conducere prin intermediul calculatorului și o mare cantitate de programe de înaltă calitate a devenit astfel accesibilă pentru realizarea de importante sarcini ca: estimarea stării și evaluarea siguranței regimului permanent, evaluarea siguranței tensiunii și a stabilității tranzitorii, antrenarea operatorilor etc.

Obiectivul evaluării siguranței regimului permanent este de a determina dacă sistemul este asigurat împotriva căderii unei linii sau a unui circuit. Aceasta înseamnă că, presupunînd că sistemul poate fi protejat împotriva regimurilor tranzitorii excesive, el poate lua o nouă stare stabilă în care nici o linie nu este în suprasarcină, chiar dacă una sau mai multe linii sau circuite sînt căzute.

Programele de analiză a circulației de putere pot fi în prezent folosite prin evaluări în timp real sau aproape real.

Autorii arată că este foarte util să se extragă cunoștințele despre acțiunile de comandă specifice pentru un sistem și să se exprime sub formă de ordine (reguli) așa încît operatorii de sistem să nu fie confruntați numai cu numere și mesaje de alarmă, ci să simtă în ce stare se află sistemul și ce măsuri trebuie să ia pentru a redresa starea sistemului.

Utilitatea practică a sistemelor expert folosite în evaluarea siguranței tensiunii și stabilității tranzitorii poate fi mai mare, se arată în lucrare, ca în cazul folosirii lor în evaluarea siguranței regimului permanent.

O altă importantă utilizare a sistemelor expert se consideră a fi aceea de simulator pentru antrenarea operatorilor. Într-o simulare de mare eficență, echipamentele de interfață să fie identice cu cele utilizate în centrul de comandă al sistemului real, simulatorul de sistem fiind sub formă de colecție de programe specifice.

În *lucrarea A-2* autorii propun o procedură de analiză a siguranței regimului permanent (stării statice) în sisteme energetice interconectate în condițiile unor mari perturbații la surse și/sau consumatori.

În practica actuală în analiza siguranței regimurilor staționare, se utilizează diverse variante ale metodei circulației, aplicabile pe sistemul redus, în care căderile de generatoare și/sau consumatori sînt interpretate ca schimbări ale injecțiilor în bare, iar căderile de ramuri (linii, transformatoare) — ca schimbări în matricea de admitanțe (impedanțe) a sistemului. În ambele cazuri frecvența sistemului se consideră constantă.

Deși ipotezele de calcul sînt justificate în cazul căderilor de ramuri, cînd apar dezechilibre de mică putere, ele nu sînt acceptabile în cazul perturbațiilor mari la surse și/sau consumatori din următoarele motive:

1) frecvenţa sistemului, circulaţiile pe liniile de legătură, generatoarele şi sarcinile nu sînt constante în toate condiţiile de funcţionare posibile în regim permanent;

2) toate eforturile de reglare pentru puterea activă şi reactivă sînt atribuite numai barelor de balans, care reprezintă un generator idealizat de putere activă şi reactivă infinită. Practic, limitele fizice ale barelor de balans nu sînt luate în calcul;

3) sînt neglijate efectele de reglare ale regulatoarelor de turaţie şi de tensiune.

Pentru evitarea acestor deficienţe autorii dezvoltă o nouă metodă de analiză a siguranţei regimului permanent în ipoteza unor perturbaţii mari la surse/consumatori, aplicabilă sistemelor energetice interconectate, care ia în calcul influenţa regulatoarelor de turaţie şi de tensiune, efectele autoreglării consumatorilor, ca şi efectul reglării circulaţiilor de putere activă pe liniile de legătură.

Metoda este verificată în lucrare pe un exemplu de sistem real de dimensiune medie, constînd din patru zone interconectate cu o putere totală de 4 940 MW. Acest sistem este compus din 109 noduri şi 125 de ramuri (inclusiv 7 linii de interconectare a zonelor).

Este de aşteptat ca această nouă procedură de analiză a siguranţei regimului permanent propusă în lucrare să furnizeze o precizie mai mare în aprecierea stabilităţii regimului permanent în condiţiile unor ieşiri din funcţiune de mare capacitate la sursă, întrucît utilizează un model care simulează toate fenomenele fizice reale din sistemul modelat.

Lucrarea A-3 abordează problema realizării unui model simplificat pentru calculul direct al încărcării fiecărei linii de legătură şi frecvenţei în condiţii de avarie sau de reglare automată a sarcinii în sisteme interconectate.

În contextul avariei New-York 1977, autorii îşi propun simplificarea calculelor necesare obţinerii de informaţii suficiente pentru aprecierea stabilităţii sistemelor interconectate, realizînd un model matematic pe baza căruia informaţiile care oglindesc starea sistemului se reduc la cîteva mărimi direct măsurabile (încărcarea liniilor de legătură interzonale şi frecvenţele sistemului şi zonelor).

Aceste informaţii, critice într-o avarie de tipul NY 1977, pot fi obţinute pe un model care ţine seama de următoarele:

1) relaţiile nelineare tensiune-putere, pentru liniile de legătură între zone;

2) sistemele de bare de graniţă (barele prin care una sau mai multe linii se conectează la zonă) inclusiv contribuţia locală de putere activă şi reactivă, precum şi participarea totală a dinamicii interioare zonei;

3) dinamica frecvenţă-putere din interiorul fiecărei zone este exprimată printr-o singură ecuaţie diferenţială cuplată la dinamica barelor de graniţă;

4) dinamica frecvenţei întregului sistem este cumulată.

Modelul propus facilitează aprecierea evoluţiei viitoare a frecvenţei şi încărcării liniilor pe durata avariei şi formarea punctelor de plecare pentru acţiunile de urgenţă. În plus, una din cele mai mari dificultăţi în reglarea automată a sarcinii este, în mod curent, evaluarea schimbului de energie între două zone îndepărtate. Cu acest model încărcarea individuală a liniilor de legătură poate fi uşor calculată. O dată ce încărcarea liniei e cunoscută, circulaţia internă de putere a oricărei zone este rapid obţinută.

Lucraea A-4 tratează problema utilizării metodelor directe de analiză a stabilităţii în evaluarea siguranţei regimurilor tranzitorii în sisteme energetice.

Metodele directe de analiză a stabilităţii sistemelor folosind funcţiile de transfer au fost intens investigate în ultimele două decenii şi acum sînt găsite practicabile în obţinerea cu precizie a timpului critic (t_{cr}) de întrerupere pentru o avarie dată.

În acest sens sînt precizate cîteva lucrări în care prin utilizarea metodelor energiei sau Liapunov a fost posibilă calcularea mai rapidă a timpului critic pentru un defect dat. Astfel, au fost propuse tehnici noi de evaluare a siguranţei în regimuri tranzitorii care folosesc indicele de stabilitate tranzitorie bazat pe t_{cr}, căi probabilistice bazate pe timpul de nesiguranţă şi stabilirea secţiunilor critice pentru o stare de funcţionare dată sau găsirea unei liste de stări critice.

Autorii arată că indicatori mai realişti în evaluarea stabilităţii sînt: capacitatea de interschimb simultan (SIC) de putere pe liniile de legătură sau capacitatea de alimentare a sarcinii (LSC) supusă la restricţii date de limitele de energie în regim tranzitoriu.

Utilizarea metodelor directe de analiză a stabilităţii folosind funcţiile Liapunov în calculul SIC şi LSC supuse limitelor de energie adecvate în regim tranzitoriu pentru un număr dat de posibilităţi, arată autorii, conduce la algoritmi practici pentru analiza rapidă a siguranţei regimurilor tranzitorii. Aceşti algoritmi rapizi permit utilizarea cu succes a metodei în aplicaţii on-line. În lucrare se exemplifică aplicarea metodei pe un sistem de 10 surse şi 39 de noduri.

De asemenea în lucrare se propune un algoritm rapid pentru determinarea stabilităţii tranzitorii, combinat cu sensibilitatea faţă de marginile de energie ale LSC sau SIC, care poate fi folosit în locul calculului numeric al LSC sau SIC mărind astfel sensibil viteza de calcul.

În *lucrarea A-5* este prezentată o metodă directă pentru analiza on-line a stabilităţii proceselor tranzitorii în sisteme energetice disipative. După o scurtă descriere a metodelor pentru analiza stabilităţii tranzitorii folosite în ultimul timp, se arată că ele suferă de o deficienţă comună şi anume determinarea stabilităţii nu este exactă pentru toate tipurile de defect. Determinarea exactă poate fi asigurată printr-o analiză matematică riguroasă sprijinită de observaţii empirice.

Teoria de stabilitate a lui Liapunov a pus bazele teoretice pentru cele mai directe metode. Deşi potrivită pentru a răspunde problemelor legate de stabilitatea sistemelor, teoria lui Liapunov a dus la estimări modeste cu privire la extinderea ei asupra tuturor zonelor de stabilitate tranzitorie.

În lucrare este abordată o alternativă de unificare a aspectelor intuitive şi teoretice ale metodelor directe pentru analiza stabilităţii tranzitorii, care se bazează pe teoria matematică a variaţiilor diferenţiale, interpretată ca în mecanica clasică, şi pe analiza sistemelor disipative. Teoria este adaptată pentru a profita de avantajele proprietăţilor specifice modelului de conservare a structurii sistemelor energetice cu amortizare.

Ideea principală este de a aproxima variabilele stabile asociate cu echilibrele instabile ale sistemelor disipative, cu suprafeţele de energie constantă ale sistemelor conservative corespunzătoare. Aproximarea permite estimarea zonelor de stabilitate care sînt conţinute în zona de stabilitate reală şi o modelează foarte bine. Condiţiile de stabilitate sînt explicite, potrivite pentru implementarea on-line, şi capabile să permită înţelegerea fizică a proceselor tranzitorii produse de perturbaţii majore în sistemele energetice.

Metoda de analiză a stabilităţii tranzitorii abordată în lucrare se bazează pe un nou algoritm de estimare a regimurilor de stabilitate în sistemele dinamice disipative. Algoritmul prevede o cale sistematică de găsire a suprafeţelor adecvate de energie constantă (şi în mod consecvent, echilibrul instabil relevant), care pot aproxima limitele de stabilitate în spaţiul stărilor.

În această lucrare a fost reafirmată legătura între teoriile matematice moderne ale sistemelor dinamice şi testele empirice pentru determinarea stabilităţii sistemelor energetice. În mod specific elementele teoriei variaţiilor diferenţiale au fost corelate cu analiza energiei tranzitorii, ceea ce reprezintă o contribuţie cheie a acestei lucrări la analiza stabilităţii. Această abordare unitară necesită totuşi, în plus, o extindere şi o testare riguroasă în vederea aplicării on-line în sistemele energetice.

În *lucrarea A-6* este prezentat un stabilizator adaptiv pentru sisteme energetice, bazat pe conceptul linear pătratic. Funcţia acestui stabilizator este de a amortiza oscilaţiile rotoarelor maşinilor sincrone rezultate din perturbaţiile externe, în domeniul de frecvenţe de la 0,2 la 2,5 Hz.

Mărimea de intrare a stabilizatorului poate fi turaţia, puterea sau frecvenţa. Oricum, cea mai potrivită mărime de intrare este turaţia, deoarece oscilaţiile pot fi amortizate rapid dacă un semnal proporţional cu turaţia este introdus în reacţie.

Este prezentată în lucrare configuraţia de bază a unui stabilizator adaptiv linear pătratic. cu simularea şi rezultatele experimentale pe un model al unui sistem energetic constînd dintr-o micromaşină conectată la un sistem de bare de tensiune fixă, printr-o linie lungă, dublu circuit.

Un regulator de tensiune, comandat de abaterea dintre valoarea instantanee a tensiunii la borne și o valoare de referință, menține stabilitatea regimului permanent și ajută stabilizatorul în minimizarea primei oscilații după o perturbație. Mărimea de intrare a stabilizatorului adaptiv este abaterea de turație. Stabilizatorul este constituit din două blocuri funcționale: identificator și regulator. Ambele aceste blocuri sînt discrete, abaterea de turație fiind eșantionată, iar calculul mărimii de comandă făcîndu-se rapid pe fiecare eșantion. Pe durata fiecărui eșantion, stabilizatorul adaptiv calculează coeficienții sistemului folosind tehnica de identificare a celor mai mici pătrate și calculează mărimea de comandă utilizînd un algoritm de comandă linear-pătratic.

În lucrare sînt prezentate rezultatele obținute pe un model constituit fizic dintr-un generator de 3 kVA conectat la un sistem de bare de tensiune constantă printr-o pereche de linii cu parametrii echivalenți unei linii de 250 km lungime și tensiunea de 500 kV. Tensiunea constantă la bare s-a realizat cu un regulator de tensiune cu amplificatoare operaționale. Stabilizatorul adaptiv a fost implementat folosind un calculator pe o singură plachetă, Intel 86/12, cu frecvența „ceasului" de 5 MHz și avînd ca unitate centrală microprocesorul Intel 8086 de 16 biți. Turația motorului s-a măsurat cu un tahometru numeric care furniza semnalul de eroare direct în format digital. Ieșirea calculatorului a fost convertită în semnal analogic cu un convertor N/A și însumată cu ieșirea regulatorului de turație.

Pe baza interpretării rezultatelor s-a constatat că stabilizatorul adaptiv are un efect puternic de amortizare a oscilațiilor rotoarelor mașinilor sincrone și implicit, a pendulațiilor parametrilor electrici generate de avarii în sistem.

Alterarea calității identificării, imediat după o perturbație puternică, este evitată prin memorarea parametrilor de dinainte de defect, pentru o scurtă perioadă după declanșarea unei mari perturbații. Parametrii memorați sînt reinițiați după această perioadă.

PLANIFICAREA ȘI EXPLOATAREA SISTEMELOR ELECTROENERGETICE

În cadrul *secțiunii 01.1/C* s-au analizat 6 lucrări care tratează probleme de elaborare a modelelor matematice și de utilizarea acestora în domeniul stabilității în funcționare a rețelelor electrice.

Lucrarea 01.1/C-1. Pornind de la analiza rețelelor electrice de distribuție, interconectate, care acoperă suprafețe mari de teren și lucrează în deplină siguranță de funcționare, autorii elaborează un model matematic care ține cont de două obiective principale: Primul obiectiv este cel operațional — astfel încît operatorul să poată în orice moment asigura o anumită încărcare a sistemului electroenergetic care să mențină un nivel ridicat de securitate al rețelei. Al doilea obiectiv este cel al investițiilor, astfel ca să fie instalate surse reactive suficiente pentru a prelua variațiile de sarcină reactivă. Soluția nu este unică, dar proiectanții au la îndemînă un model matematic care îi ajută să selecteze din cîteva soluții aflate în interiorul domeniului de utilizare econmică. Aplicînd cele două obiective arătate mai sus, proiectantul poate alege o soluție optimă. În ambele cazuri, preventiv sau corecție, operatorul dorește să aibă la dispoziție surse de VAR suficiente. În practică s-a ajuns la un compromis între sursele preventive, care formează un set de echipamente și cele de corecție, alt set. Soluția a fost testată pe diverse mărimi de rețele și a dat rezultate bune.

Lucrarea 01.1/C-2 este o sinteză a unei noi cercetări în domeniul programelor de dezvoltare a energiei electrice pe termen lung și pe diverși combustibili. Modelul de calcul al prețurilor de producție și determinarea siguranței în funcționare sînt dezvoltate pe baza distribuției probabilistice Gauss privind fluctuațiile de încărcare aleatoare și de întrerupere a centralelor. Problema investiției pentru dezvoltarea de noi capacități de producere a energiei electrice pe termen lung este formulată ca o problemă de optimizare a costurilor anuale.

Formulele analitice au arătat că sînt suficient de exacte pentru a realiza o distribuție după curba lui Gauss la încărcarea și disponibilitatea centralelor electrice. Algoritmul de optimizare a soluțiilor se bazează pe principiul maximului discret și a metodei originale de proiectare pe bază de gradient elaborată de I. B. Rosen. Metoda se dovedește mai adecvată decît metoda convențională datorită naturii sale analitice. Algoritmul ține seamă de unele restricții care s-au dovedit a fi absolut necesare.

Metoda cercetată se aplică la centralele cu agent termic, urmînd a se extinde studiile și la centralele hidro.

Lucrarea 01.1/C-3, Determinarea puterii optime a reprezentat o temă de cercetare în ultimele două decenii. Ca urmare a progresului științific, teoretic și practic, ca și al dezvoltării rețelelor electrice, s-au realizat mai multe metode matematice de calcul al puterii optime de decuplare a rețelelor. Lucrarea tratează un model modern, care are la bază metoda programării pătratice a lui Fletcher.

Modelul matematic este dezvoltat în următoarele condiții: frecvența și încărcarea sistemului sînt constante în perioada în care este analizat, contribuția centralelor hidroelectrice este constantă și nu se cuplează sau se decuplează blocuri termoelectrice de la rețeaua electrică. Problema puterii optime de declanșare este împărțită în două subprobleme — și anume, puterea activă și puterea reactivă — fiecare fiind analizate alternativ, cu găsirea unei soluții optime care să le înglobeze pe amîndouă. Programul metodei pătratice s-a scris în FORTRAN II și s-a testat pe un calculator UNIVAC-1100/10.

Metoda analizată este comparabilă cu alte metode, avînd avantajul rapidității de lucru și putînd fi aplicată „on-line". Modelul este compact și bine analizat. Se utilizează ordinul secund al seriei Taylor pentru creșterea preciziei. Schimbarea puterii active a generatoarelor de vîrf este utilizată ca să se minimizeze pierderile de transport. S-a constatat, la testarea rezultatelor, că aceste mijloace ajută efectiv la reducerea condițiilor care se introduc în memorie și a timpului de lucru al calculatorului. În unele țări în curs de dezvoltare în care puterea instalată a rețelei este la limită și în special cînd există o sursă unică limitată de putere reactivă, optimizarea numai a puterii active sau reactive nu pot să garanteze rezultatele de calcul. În schimb se recomandă insistent metoda de optimizare activă-reactivă.

Lucrarea 01-1/C-4 conține analiza condițiilor în care se execută studiile de programare pentru distribuția EHV, la care calitatea furnizării de energie electrică abonaților poate fi măsurată prin riscul pierderii sarcinii. Pierdea de sarcină survine din pricina nesiguranțelor de cereri efective, disponibilității de producere a energiei și echipamentului de transmisie; în acest fel un număr de consumatori nu pot fi alimentați în condiții normale. Descărcarea de sarcină trebuie să se realizeze în ordinea asigurării desfășurării normale a funcționării rețelei. Sînt două feluri de descărcare a sarcinii: descărcarea preventivă, care este programată dinainte de operator și garantînd securitatea operațiilor sistemului; descărcarea sarcinii cu totul accidentală, în funcție de reglajul funcționării automate a elementelor de protecție.

În lucrare sînt prezentate 2 modele probabilistice — MEXICO și ANASEC — cu care se poate estima riscul descărcării preventive de sarcină și riscul descărcării incidentale de sarcină, aplicate la sistemul francez. Problemele constau în determinarea strategiei prin care să se minimizeze costurile de investiții, asigurînd în acelaș timp furnizarea de energie consumatorilor în bune condiții. Condițiile de calitate au trei componente: valoarea și stabilitatea frecvenței și a tensiunii, și continuitatea alimentării, cea mai importantă fiind continuitatea alimentării.

Modelul MEXICO ține seamă de o estimare a perspectivei de descărcare a sarcinii, în timp ce Modelul ANASEC ține seamă de descărcarea incidentală de sarcină. Ambele modele sînt utilizate pentru întocmirea de studii și au un rol important pentru: a verifica că suplimentările propuse de proiectant conduc într-adevăr la riscuri de pierderi acceptabile pentru consumator; să evidențieze punctele dificile ale sistemului care pot fi remediate pentru reducerea riscurilor dc cădere; să estimeze costurile corespunzătoare căderilor în cazurile de descărcare a sarcinii preventive sau incidentale pentru determinarea energiei nefurnizate. Modelul ANASEC

dă o estimare cantitativă a siguranţei operaţiunii cînd sistemul este confruntat cu perturbări serioase.

Lucrarea 01.1/C-5 tratează problema programării zilnice optime a producţiei de energie electrică la centralele termoelectrice. Problema şi modelul sînt astfel îmbinate încît să se trateze în mod unitar. Diferenţa importantă constă în apropierea de reţeaua de transmisie. În afară de variabilele şi restricţiile descrise, producţia centralelor individuale au de asemenea variabile care influenţează starea reţelei. Restricţiile impuse de sistemul de transmisie şi de pierderile de putere activă sînt luate în consideraţie. În viitor calea preconizată este să se ocupe de unităţi de putere ale staţiilor. În schimb de la unităţile singulare se vor lua totdeauna combinaţiile posibile ale unităţilor din centrale. Costurile aferente operaţiilor de oprire şi de repornire sînt cuprinse. Un tip special de restricţii apar în problemele restricţiilor de combustibil. Modelul matematic prezentat în lucrare asigură producerea de energie electrică zilnică, astfel ca această producţie să respecte condiţiile economice, limitele tehnologice ale unităţilor din centralele termoelectrice şi limitele tehnologice ale sistemului de transport. Modelul este specializat pentru sistemul energetic al Ungariei. Algoritmul s-a dezvoltat utilizînd sistemul Benders şi a fost implementat pe un calculator CDC 3300.

Lucrarea 01.1/C-6 tratează despre seturi de agregate fezabile, care constau din substaţii de putere electrică ce pot aproviziona în regim permanent cu putere disponibilă din exterior supraîncărcarea liniilor de transport sau a transformatoarelor.

O descriere explicită a setului fezabil, bazată pe un model al fluxurilor încărcărilor DC, s-a prezentat în Dersin and Levis „Feasability sets for steady-state loads in electric power networks". IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, PAS-101, pp. 60—73 (1982), în care condiţiile fezabilităţii încărcării, reduse la condiţiile unui sistem de inecuaţii liniare, are o soluţie. Numărul condiţiilor pot fi reduse substanţial, dar nu suficient ca să se ia în calcul mai multe noduri unde nu este nici un generator de încărcare. În final o descriere a agregatului din setul fezabil era cercetată şi dată cu o bună aproximaţie pentru sistemele considerate mari. La acest efect un model continuu care corespunde la modelul de testare DC este acoperitor. În timp ce utilizarea modelelor continue pentru descrierea sistemelor mari nu este nouă — acestea au o lungă istorie — această formulare particulară a fost dezvoltată pentru scopul explicitării unei descrieri aproximative a setului fezabil.

CENTRALE TERMOELECTRICE ŞI NUCLEAROELECTRICE

În cadrul *secţiunilor 01.1/D* şi *01.1/E* au fost prezentate 9 lucrări privind modelarea proceselor tehnologice şi soluţii de automatizare aplicate în centrale electrice.

Lucrarea 01.1/D1 abordează probleme privind reglarea automată a unui cazan de abur cu străbatere forţată de 1690 t/h, 246 kgf/cm^2, 538°C, cu supraîncălzire intermediară, combustibilul fiind păcura.

În cazul sistemelor multivariabile complexe, cum sînt centralele electrice de mare putere, avînd interacţiuni reciproce între parametrii reglaţi, este dificil de realizat un sistem de reglare adecvat, utilizîndu-se regulatoare convenţionale PID, fără a limita performanţele de reglare la variaţii de sarcină.

Un sistem de reglare cu performanţe îmbunătăţite poate fi realizat prin introducerea buclelor de reglare cu previziune, mărindu-se astfel capacitatea de urmărire a sarcinii impuse centralei.

Pentru obţinerea modelului matematic, identificarea se realizează prin observarea parametrilor de intrare şi de ieşire. Comportarea dinamică a instalaţiei tehnologice se estimează pe baza analizei comportării parametrilor de ieşire în bucle cu circuit deschis, la intrări treaptă.

Mărimile de intrare ale modelului sînt:
— debitul de apă de alimentare;
— debitul de păcură;
— poziția clapetei de gaz supraîncălzit;
— poziția ventilului de reglare a turbinei;
— poziția clapetei ventilatorului de amestec;
— debitul de apă al injecției secundare;
— debitul de aer.

Mărimile de ieșire ale modelului sînt:
— temperatura aburului viu la intrarea în turbină;
— temperatura de ieșire la supraîncălzitor;
— temperatura de ieșire a supraîncălzitorului primar;
— temperatura de ieșire în zona de trecere a gazelor arse;
— temperatura la ieșirea din economizor;
— presiunea aburului viu;
— puterea generatorului;
— temperatura aburului la ieșirea din supraîncălzitor;
— conținutul NOX în gazele arse;
— conținutul O_2 în gazele arse.

Pe baza modelului matematic, avînd mărimile de intrare și ieșire menționate mai sus, se poate determina comportarea fiecărui parametru de ieșire la variații treaptă ale parametrilor de intrare.

Rezultatele identificării procesului tehnologic sînt rezumate după cum urmează:

— răspunsurile la o variație treaptă unitară a debitului de apă de alimentare și a debitului de combustibil sînt aproape independente de intervalele de testare ($\Delta t = 10$, 20, 40 s) și de ordinul modelului ($n = 2$, 3, 4);

— modelele pentru NOX și O_2 se comportă similar cu instalația reală pentru $\Delta t = 20$ s și $n = 2$ sau 3;

— presiunea aburului viu și puterea generatorului funcție de poziția ventilului de reglare a turbinei în cazul modelului matematic au comportări similare cu parametrii respectivi din instalații reale;

— răspunsul temperaturilor modelului este apropiat de răspunsul real al instalației pentru $\Delta t = 20$ s și $n = 3$;

— răspunsurile pentru variații treaptă ale poziției clapetei de gaz supraîncălzit, clapetei ventilatorului de gaz de amestec, debitului de injecție secundar, debitului de aer, sînt dependente de Δt, n și numărul variabilelor analizate; compatibilitatea cu comportarea instalației reale se obține cu ajutorul modelelor care conțin toate variabilele de ieșire.

Un aspect important al reglării automate în centralele electrice este acela că puterea generatorului și presiunea aburului viu trebuie să urmărească valorile prescrise, fiind suficient ca toți ceilalți parametri de ieșire să fie menținuți între anumite limite. Scopul lucrării este de a dezvolta o concepție de proiectare a unui sistem de reglare care să satisfacă cerințele de mai sus.

În scopul îmbunătățirii capacității de urmărire a sarcinii prescrise, sistemul de reglare trebuie să conțină bucle de reglare cu previziune.

Un nou regulator bazat pe un microprocesor cu 16 biți cu reacție, acțiune integrală și previziune a fost conceput recent (1983). Autorii își propun experimente pentru testarea noului regulator în condiții reale de exploatare.

Lucrarea 01.1/D-2 prezintă rezultatele obținute în modelarea proceselor tehnologice dintr-o centrală electrică cu o putere de 2 200 MW, echipată cu 4 grupuri de 550 MW și verificarea în practică a concluziilor trase pe baza modelului matematic.

Blocul energetic (compus din cazan și turbină) și sistemul de reglare convențională, realizat cu regulatoare analogice, sînt supravegheate de un sistem de calcul. Sistemul de calcul analizează următoarele semnale:

— referința de sarcină pentru centrală, primită de la dispecer;

— valorile unor parametri ca, de exemplu, presiunea aburului viu, presiunea aburului la ieșirea din supraîncălzitoare, etc.

În urma comparării acestor semnale cu comenzile date de calculator regulatoarelor de combustibil, regulatoarelor de apă de injecţie sau regulatoarelor de gaze arse, sistemul de calcul prevede comportarea ulterioară a parametrilor. Pe baza datelor de mai sus sistemul de calcul elaborează semnale de comandă care acţionează asupra procesului prin intermediul instalaţiei de automatizare convenţională.

Din compararea performanţelor de reglare obţinute utilizînd regulatoare convenţionale PID sau un sistem de reglare optimală rezultă că, pentru aceeaşi variaţie de sarcină prescrisă, variaţiile parametrilor reglaţi sînt mai mici în cazul sistemului de reglare optimală. Reglarea optimală este concepută pe baza rezultatelor obţinute pe modelul matematic al instalaţiei. Sistemul de reglare optimală prezentat a fost experimentat într-o centrală cu grupuri de 550 MW, o perioadă de aproape 6 ani, cu rezultate superioare din punct de vedere al performanţelor sistemului de reglare realizat cu regulatoare PID convenţionale.

Lucrarea 01.1/D-3, pe baza a două exemple, prezintă avantajele realizării reglării automate a unui bloc energetic utilizînd sistemul distribuit de conducere, bazat pe microprocesoare, TELEPERM-M Siemens.

Prin introducerea sistemelor distribuite de conducere în automatizarea blocurilor energetice pot fi realizate scheme de reglare cu performanţe superioare, pornind de la modelarea corectă a proceselor tehnologice. Pentru demonstrarea faptului că utilizînd sisteme distribuite se pot obţine performanţe de reglare superioare, sînt prezentate două scheme de reglare:

— reglarea temperaturii aburului;

— reglarea sarcinii blocului.

Reglarea temperaturii aburului este realizată utilizînd un model matematic al instalaţiei tehnologice, care furnizează informaţii buclei de reglare propriu-zise în timpul funcţionării. Stabilirea constantelor schemei de reglare se face pe baza semnalelor de intrare din proces, în timpul funcţionării instalaţiei. Reglarea sarcinii blocului este realizată utilizînd decuplări şi scheme cu previziune.

În concluzie, prin realizarea de scheme de reglare îmbunătăţite, utilizînd posibilităţile oferite de un sistem distribuit, se obţine o eficienţă sporită a instalaţiei, ca de exemplu o combustie mai bună, reducerea pierderilor în timpul pornirilor sau a variaţiilor de sarcină, creşterea duratei de viaţă a componentelor mecanice ale instalaţiei tehnologice prin reducerea solicitărilor în regim tranzitoriu, facilitarea întreţinerii servomotoarelor datorită scăderii numărului de acţionări.

Dacă de exemplu temperatura aburului viu, în cazul unui bloc de 700 MW funcţionînd la sarcină medie, creşte cu 1°C, eficienţa termodinamică creşte cu cca 1‰. Aceasta înseamnă o producţie anuală de cca un milion kWh, fără consum suplimentar de combustibil. Utilizînd scheme avansate de reglare pentru cazan, referinţa de temperatură a aburului viu poate fi crescută cu 5°C sau mai mult, fără a fi afectate durata de viaţă a cazanului sau a turbinei. Dacă aceste economii sînt comparate cu costurile echipamentelor de calcul moderne, rezultă o foarte bună eficienţă a investiţiei.

Lucrarea 01.1.D4 prezintă rezultatele obţinute în reglarea puterii unui reactor nuclear cu apă sub presiune, dintr-o centrală de 1 300 MWe din R.F.G.

Sistemul de supraveghere a miezului reactorului furnizează informaţii detaliate asupra stării miezului şi îmbunătăţeşte reglarea pe baza acestor informaţii. Importantă în schema de supraveghere a miezului reactorului este partea de simulare a miezului, cuplată la aparatura locală de supraveghere a miezului, funcţionînd în paralel cu procesul.

Sînt abordate două aspecte ale supravegherii miezului: estimarea stării miezului şi reglarea distribuţiei puterii reactorului. Informaţiile privind starea miezului reactorului pot fi utilizate pentru îmbunătăţirea schemelor de reglare. Este tratată problema cuplării simulatorului miezului reactorului la aparatura locală de măsurare aferentă miezului şi problema reglării distribuţiei de putere.

Îmbunătăţirea reglării este impusă de necesitatea măririi flexibilităţii în privinţa variaţiilor de sarcină în centralele nucleare. Procesele dinamice din miezul unui reactor cu apă sub presiune pot fi simulate cu ajutorul unui model complex de ordin superior.

În centralele nucleare, prin utilizarea unui calculator de proces destinat supravegherii miezului reactorului, dintr-un sistem ierarhic de conducere, pot fi realizate scheme evoluate de estimare a stării miezului și reglare a puterii reactorului, utilizînd un model matematic adecvat.

Lucrarea 01.1/D-5 prezintă un mod de abordare a problemei reglării optimale a unui sistem cu parametri distribuiți. Obiectul studiului îl constituie introducerea metodelor de frecvență în analiza reglării optimale a unui sistem cu parametri distribuiți aferent unui reactor nuclear. În multe cazuri metodele răspunsului la frecvență sînt simple și eficiente și prezintă avantaje în sinteza reglării.

Calculul coeficienților optimali ai reacției în cazul unui sistem cu parametri distribuiți aferent unui reactor utilizînd metode de frecvență poate fi realizat utilizînd următorul algoritm:

— stabilirea sistemului de ecuații dinamice;

— analiza sistemelor cu intrări simple și multiple;

— stabilirea, pe baza metodei răspunsului la frecvență, a coeficienților optimali ai reacției.

Metoda propusă este ilustrată utilizîndu-se un exemplu numeric.

Lucrarea 01.1/D-6 prezintă un criteriu de stabilitate pentru cazul a două surse de putere funcționînd în paralel, utilizînd caracteristicile logaritmice. Sursele de putere funcționînd în paralel sînt generatoare Diesel. Pentru exemplificare este analizat cazul a două generatoare de 40 kW.

Metoda logaritmică utilizată pentru sisteme neliniare poate fi ușor extinsă pentru analiza stabilității oscilațiilor proprii, oscilațiilor forțate neliniare și rezonanțelor neliniare, în cazul generatoarelor Diesel funcționînd în paralel. Această metodă poate furniza rezultate cantitative, putînd fi deci utilizată în proiectarea sistemelor.

Lucrarea 01.1/E-1 prezintă o metodă de sinteză a unui regulator pentru stabilizarea poziției verticale a plasmei. Metoda este bazată pe o proiectare asistată de calculator care să asigure o corelare corespunzătoare între cerințele de putere și comportarea dinamică a sistemului de reglare în ansamblu.

Încă din anul 1950 a fost clar că unul din cele mai avantajoase procedee pentru producerea energiei este fuziunea termonucleară. Un amestec gazos de deuteriu și tritiu trebuie menținut la o temperatură ridicată suficient timp pentru producerea reacțiilor de fuziune nucleară. La temperatura foarte ridicată necesară procesului (cca 100 milioane grade Kelvin), atomii gazelor sînt ionizați; amestecul de particule încărcate electric constituie plasma termonucleară. Din cauza temperaturii foarte ridicate nu este posibilă utilizarea nici unui material ca barieră. Din acest motiv, limitarea plasmei într-un volum oarecare se realizează cu ajutorul cîmpului magnetic.

Printre diversele dispozitive de dirijare a plasmei, remarcabil pentru simplitatea sa și rezultatele bune obținute este „tokamak". Deși în tokamak plasma se află într-un vas sub vid, ea este instabilă pozițional datorită curburii cîmpului magnetic extern necesară creșterii eficienței procesului; dacă o astfel de instabilitate pozițională nu este controlată, plasma poate acționa asupra pereților vasului producînd deteriorări sau spargeri ale acestora. Pînă în prezent a fost luată în considerare posibilitatea stabilizării plasmei de-a lungul axelor verticale cu ajutorul unor regulatoare corespunzătoare, fără a se ține seama de cerințele de putere.

În această lucrare, obținînd un model dinamic dimensional al comportării dinamice a plasmei în tokamak, se propune un regulator cu reacție care să asigure stabilizarea verticală a plasmei și reducerea puterii maxime necesare pentru deplasarea pe verticală a plasmei, precum și obținerea unei stabilități suficient de robuste.

În prima parte a lucrării este descrisă schematic structura echipamentului tehnologic (tokamak), mecanismul proceselor fizice și ecuațiile mișcării plasmei. În partea a doua a lucrării se detaliază modelul dinamicii plasmei. În partea a treia este prezentat modul de proiectare a regulatorului. În final sînt prezentate rezultate ale soluției propuse obținute prin simulări.

Lucrarea 01.1/E-2 prezintă o încercare de rezolvare a problemei localizării defectărilor componentelor dintr-un sistem complex, cu ajutorul estimărilor de stare, folosind scheme dedicate de supraveghere.

Un sistem complex dat trebuie să fie descompus în două categorii de componente funcţionale: componente a căror stare poate fi controlată şi componente a căror stare nu poate fi controlată, nefiind caracterizate prin semnale accesibile. Pentru fiecare categorie de componente sînt necesare scheme diferite de detectare a defectelor.

În cazul general, ambele scheme de detectare pot fi combinate pentru obţinerea unei scheme descentralizate de supraveghere. Schema rezultată este aplicată în scopul detectării şi localizării componentelor din circuitul primar al unui reactor cu apă sub presiune.

Detectarea defectării componentelor este foarte importantă în cazul oricărui sistem tehnic complex. Prin creşterea eficienţei sistemelor de calcul devine posibilă utilizarea schemelor de detectare a defectelor prin folosirea redundanţei funcţionale, în locul folosirii redundanţei hardware.

Metodele convenţionale de detectare a defectării componentelor se bazează pe compararea semnalelor de ieşire cu diverse praguri sau se utilizează analiza tendinţelor de variaţie a parametrilor. Localizarea componentelor defecte se realizează off-line.

Determinarea on-line a defectelor, utilizînd redundanţa funcţională, poate creşte siguranţa în funcţionare a procesului şi poate reduce costul echipamentului de supraveghere.

Sistemul de supraveghere ierarhic decentralizat trebuie să stabilească defecţiunile şi în cazul în care parametrii instalaţiei tehnologice au valori diferite de valorile nominale, datorită perturbaţiilor. Dar acest lucru este posibil numai pentru defecţiunile a căror influenţă este mai puternică decît influenţa abaterilor parametrilor. Aceasta este o limitare a tuturor schemelor de detectare a defectelor care utilizează estimările de stare.

Cercetări viitoare trebuie să analizeze aspecte practice privind implementarea acestor metode şi sistematizarea proiectării.

Lucrarea 01.1/E-3 prezintă instalaţia de automatizare a unei centrale nuclearoelectrice cu reactor cu apă fierbinte (BWR). Este descrisă concepţia de bază, scopul automatizării, configuraţia sistemului şi automatizarea pornirii.

Instalaţia de automatizare, comportînd tehnică de calcul, a fost concepută pornind de la experienţa din Japonia în domeniul automatizării centralelor nuclearoelectrice şi dezvoltarea tehnologiilor din domeniul calculatoarelor.

Lucrarea prezintă prima aplicaţie a unui sistem de automatizare bazat pe tehnică de calcul, într-o centrală nucleară cu reactor BWR.

Obiectivele urmărite de această instalaţie de automatizare pot fi rezumate după cum urmează:

— mărirea siguranţei în funcţionare a centralei;
— creşterea siguranţei manevrelor;
— îmbunătăţirea preciziei măsurătorilor;
— mărirea flexibilităţii şi eficienţei de operare;
— reducerea sarcinilor operatorului;
— realizarea unui număr minim de manevre.

Concepţia de proiectare a instalaţiei de automatizare are la bază următoarele:

— sistemele aferente turbinei, generatorului şi reactorului trebuie să funcţioneze automat;

— modul de funcţionare al instalaţiei este definit printr-o serie de etape; la terminarea unei etape este necesară confirmarea operatorului în scopul supravegherii funcţionării automate;

— sistemul de automatizare este astfel proiectat încît să se asigure o funcţionare continuă şi eficientă;

— sistemul este astfel proiectat încît chiar în cazul defectării calculatorului centrala să poată fi condusă manual folosind aparatură convenţională.

Concepţia de proiectare a instalaţiei de automatizare descrisă mai sus este similară cu cea pentru proiectarea instalaţiei de automatizare pentru centralele clasice.

Funcțiunile principale ale automatizării constau în comanda și supravegherea instalației tehnologice și furnizarea de informații privind acțiunile ce trebuie întreprinse de operator.

Funcționarea automată a centralei constă în principal în:

— comanda turației turbinei și sincronizarea;

— controlul puterii prin poziționarea barelor.

Mesajele pentru operator pot fi clasificate după cum urmează:

— mesaje privind modul de operare afișate pe CRT, constînd în informarea operatorului privind operațiile pe care trebuie să le execute la un moment dat;

— mesaje privind condiții neîndeplinite (afișate pe CRT);

— mesaje privind manipularea barelor de combustibil.

Mesajele pentru operator, în afară de afișarea pe display, pot fi transmise și sonor.

Pornirea automată se realizează în următoarele etape:

— pregătirea pornirii;

— ridicarea turației turbinei;

— pregătirea sincronizării și sincronizarea;

— creșterea puterii generatorului.

Configurația sistemului de calcul. Pentru creșterea fiabilității este utilizat un sistem duplex, constînd din două unități centrale. Fiecare unitate centrală are un tambur magnetic ca principală memorie de mare capacitate. Discul magnetic reprezintă memoria auxiliară, asigurînd depozitarea unei mari cantități de date aferente reactorului.

Cele 2 unități centrale sînt conectate între ele printr-un sistem de mare viteză de transmitere a datelor. Datele pot fi transmise între unitățile centrale și memoriile de mare capacitate în orice moment. Conectarea la proces a ambelor unități centrale se realizează printr-o unitate de comutare. Echipamentul periferic este conectat la unitățile centrale de asemenea prin unitatea de comutare. Echipamentul periferic include display de mesaje; display grafic, imprimantă și dispozitiv de copiere.

Programarea este astfel realizată încît, în cazul defectării unității centrale sau a tamburului magnectic, cealaltă unitate centrală sau tambur magnectic compensează principalele funcții ale elementelor defecte, asigurîndu-se astfel o disponibilitate ridicată.

Acest transfer se realizează automat în cazul unei defecțiuni a calculatorului, dar poate fi realizat și manual.

Pentru asigurarea unei fiabilități ridicate au fost luate următoarele măsuri în perioada proiectării, execuției și testării echipamentelor în fabrică:

— interblocările de protecție hard sînt redundante față de protecțiile soft ale sistemului de calcul;

— sistemul de calcul este proiectat cu rezervare;

— proiectarea sistemului de calcul s-a realizat în colaborare cu specialiști în domeniul reactorului și turbinei;

— au fost utilizate simulatoare în timp real pe testările din fabrică, reproducîndu-se comportarea dinamică a instalației tehnologice.

Instalația de automatizare descrisă mai sus este în fază de testare. În viitor autorii au în vedere extinderea funcțiunilor sistemului de automatizare la instalațiile auxiliare ale centralelor nucleare cu reactoare BWR, astfel încît să se ajungă la nivelul de automatizare al centralelor clasice.

Ca urmare a dezvoltării tehnologiei în domeniul tehnicii de calcul, sistemele de conducere bazate pe microprocesoare utilizate în centralele electrice pot realiza o serie de funcțiuni suplimentare, comparativ cu sistemele de conducere realizate cu aparatură convențională.

Deoarece, în cazul defectării sistemelor de calcul, centrala trebuie să fie condusă manual folosind aparatura convențională, este necesar ca echipamentele de calcul moderne prevăzute suplimentar să îndeplinească o serie de funcțiuni care să îmbunătățească substanțial eficiența centralei electrice, pentru a se justifica o investiție suplimentară.

În afară de creşterea fiabilităţii instalaţiei şi realizarea de mijloace suplimentare de urmărire în exploatare a instalaţiei tehnologice, sistemele de conducere bazate pe microprocesoare permit realizarea unor scheme avansate de reglare prin introducerea buclelor de reglare cu previziune, sau prin realizarea unor modele matematice funcţionînd în paralel cu procesul şi furnizînd informaţii buclelor de reglare.

Prin creşterea eficienţei sistemelor de calcul devine posibilă utilizarea schemelor de detectare a defectelor prin folosirea redundanţei funcţionale în locul folosirii redundanţei hardware.

REGLAREA AUTOMATĂ A PUTERII ŞI TENSIUNII

În cadrul *secţiunii 01.1/F* a Congresului al IX-lea IFAC, Budapesta 1984, au fost prezentate 6 lucrări privind tema menţionată.

Complexitatea actuală a sistemelor energetice, precum şi cerinţele în continuă creştere ale consumatorilor în ceea ce priveşte calitatea energiei livrate au condus la apariţia unor noi principii şi tehnici de conducere, exploatare şi planificare a dezvoltării sistemelor, atît în sectorul generării energiei, cît şi în cel al transportului şi distribuţiei. Aceste dezvoltări de vîrf sînt în strînsă corelaţie cu dezvoltarea actuală a tehnicilor de calcul, a microelectronicii şi a teoriei reglării automate.

Preocupările şi realizările menţionate mai sus se pot înscrie pe trei direcţii principale, respectiv:

a) probleme de conducere şi exploatare optimală a sistemelor energetice; (S.01.1/F-1, S.01.1/F-3);

b) probleme de optimizare a reglării frecvenţă-putere şi a reglării tensiunii (S.01.1/F-2, S.01.1/F-5);

c) probleme de implementare a reglajului descentralizat (S.01.1/F-4, S.01.1/F-6).

Pentru creşterea gradului de continuitate în exploatarea sistemelor, precum şi pentru asigurarea unei înalte calităţi a energiei livrate consumatorilor, în principal în ceea ce priveşte stabilitatea frecvenţei şi a nivelelor de tensiune la distribuţie, s-au conturat două direcţii principale de cercetare:

— asigurarea unui înalt grad de adaptabilitate a capacităţii de generare a energiei la variaţiile consumului, în condiţii de maximă economicitate;

— realizarea prin dispece ra unor structuri variabile ale sistemelor, cu control continuu al variabilelor de stare, în scopul asigurării în permanenţă a unui compromis optimal între criteriile tehnico-economice şi cele de siguranţă în exploatare.

În ceea ce priveşte primul aspect menţionat, se acordă în prezent o importanţă deosebită problemei determinării corecte a rezervei turnante în grupuri termo şi hidro generatoare.

Problemele care se ridică în legătură cu această rezervă sînt:

— dimensionarea rezervei;

— amplasarea rezervei în sistem.

Scopul cercetărilor în acest domeniu este determinarea unei distribuiri optime a rezervei turnante în sistem, luînd în considerare două categorii de timpi de creştere (reducere) a puterii, respectiv 30 s şi 5 min.

Fiabilitatea generării energiei este determinată, abstracţie făcînd de grupurile propriu-zise, de capacitatea sistemului de a anticipa variaţii subite ale sarcinii şi (sau) perturbaţii la generare. Această capacitate este asigurată de rezerva turnantă, respectiv valoarea puterii instalate, dar încă nefolosită. Dimensiunea acestei rezerve poate fi determinată prin amplitudinea variaţiei maxime ce se poate aştepta la consumatori (de exemplu, valoarea puterii instalate a celei mai mari unităţi industriale).

Este de asemenea important să se determine distribuţia optimă a rezervei între unităţile generatoare din punct de vedere al consumului de combustibil şi al fiabilităţii. Problema duratei minime de preluare a variaţiilor de sarcină poate fi parţial ocolită prin reducerea puterii maxime a unităţilor generatoare, dar nu reprezintă o soluţie reală a problemei.

Rezolvarea generală a problemei este dată de un sistem de ecuații și inegalități cuprinzînd pe lîngă așa-numitele ecuații ale dispecerizării statice (SDP), ecuațiile care definesc gradienții de putere, costurile de exploatare per MWh, precum și penalizările pentru nesatisfacerea, pe anumite durate, a cererilor la consumator. Se introduce de asemenea conceptul de rezervă turnantă intrinsecă a fiecărei unități generatoare în exploatare. Rezultă o problemă de programare neliniară multidimensională a cărei rezolvare, deși dificilă, permite elaborarea unei strategii optime în domeniul menționat.

Al doilea aspect luat în considerare îl constituie așa-numitul control automat al generării energiei (CAGE). În prezent CAGE se compune din reglarea frecvență-putere (RFP) cu ciclul de ajustare a generării la consum 2... 10 s, și dispecerizarea economică (DE) cu ciclul de 2... 5 min pentru adaptarea RFP la regimurile optimale. RFP și DE pot duce la comenzi contradictorii, datorită și inegalității ciclurilor de testare. De asemenea, pînă în prezent, nu se luau în considerare aspectele de anticipare a variațiilor de sarcină.

Noul sistem elaborat își propune să rezolve simultan următoarele sarcini:

— *continuitatea controlului,* respectiv eliminarea oricăror oscilații de putere datorită inegalității ciclurilor de testare la RFP și DE;

— *siguranța în funcționare a rețelelor;*

— *consecvența în decizii,* privind planificarea generării, (cu anticiparea variațiilor) și a nivelelor de tensiune.

În aceste condiții, RFP trebuie să adapteze variațiile puterii generate la variațiile sarcinii, iar DE trebuie să adapteze variațiile puterii generate la tendințele de variație a sarcinii în mod optim economic.

Se introduce conceptul de „dispecerizare economică fiabilă în buclă închisă“ (DEFBI). Conform acestui concept, anticiparea corectă a deplasărilor punctelor de funcționare ale generatoarelor ΔP_i se obține rezolvînd ecuațiile clasice ale distribuției optimale a sarcinilor, corectate cu termeni conținînd anticiparea variațiilor de frecvență și a limitările ce li se impun acestora.

Testarea corectitudinii anticipărilor (închiderea buclei) se execută periodic, la fiecare ciclu de 5... 10 s (cicluri egale pentru RFP și DE). La nivelul sistemului energetic al Franței (500 noduri, variații de pînă la 1 200 MW), calculele unui ciclu pe un calculator de tip IBM-30-81 durează circa 1 s, ceea ce asigură perfecta aplicabilitate „on-line“ a procedeului.

Procedura preconizată constă în:

la 1 oră; programarea nivelelor de putere generată pentru următoarele ore; calcularea costurilor anticipate pentru toate schemele de distribuție posibile; calculul lățimii de bandă necesare și alocarea pe unități.

la 1/2 oră: determinarea circulației optime de puteri active și reactive, cu eventuale limitări impuse.

la 5 min: determinarea circulației optime de puteri active și a unui model anticipativ.

la 5... 10 s: secvența de CAGE propriu-zisă, cuprinzînd introducerea datelor: capacități generatoare, abateri ale frecvenței, circulația de puteri, curenți limită, precum și calcule de: descompunere a variațiilor în oscilații aleatoare și deplasări coerente; RPF și DEFBI; sumarea comenzilor rezultate și transmiterea lor la unitățile generatoare.

Elementul esențial al noii proceduri îl constituie DEFBI ca generalizare a procedurii de distribuire optimă a sarcinilor, completată cu anticiparea variațiilor de sarcină și frecvență.

În sistemele energetice complexe, abaterile frecvenței de la valoarea de referință, precum și abaterile de la circulația de puteri planificată sînt luate ca indicatori ai corelării dintre generare și consum. Compensarea acestor abateri se realizează în prezent prin intermediul unor regulatoare numerice de tip PI, cu parametri constanți. Experiența a arătat însă că acest tip de regulatoare nu poate fi în permanență adaptat optimal la sistem, respectiv nu poate asigura minimizarea continuă a variabilei de control $y = \Delta P + k\Delta f$.

Această performanță poate fi asigurată de un regulator adaptiv integral, a cărui ecuație de funcționare cuprinde și termenul anticipativ (PID). Originalitatea procedeului constă în metoda de determinare a termenului anticipativ pe baza eșantioanelor de variabile de stare ale sistemului, prelevate ciclic la fiecare pas de integrare. Structura regulatorului propus cuprinde de asemenea și elemente de limitare. Aplicarea acestui tip de regulator a condus la îmbunătățirea comportării dinamice a variabilelor de stare ale sistemului în comparație cu cazul regulatoarelor convenționale. Ca atare, aplicabilitatea sa poate fi gîndită și la cazul proceselor dinamice în general.

În ceea ce privește reglarea automată a tensiunii, al doilea factor determinant în menținerea stabilității sistemelor, cercetările s-au îndreptat în ultima vreme asupra reglajului sub sarcină al prizelor transformatoarelor. După cum a arătat experiența de exploatare în repetate rînduri, principiul de acționare al acestui tip de reglaj s-a dovedit incorect, conducînd la pierderea stabilității prin „prăbușirea" tensiunii. Explicația acestui fenomen constă, simplificat, în aceea că sensul de acționare al comutatoarelor de prize la o scădere a tensiunii pe partea de IT conduce la o creștere a consumului de putere reactivă, ceea ce implică o nouă scădere a tensiunii, procesul decurgînd în avalanșă.

Noua orientare în acest domeniu prevede implementarea unor microsisteme de calcul în substațiile de transformare. Aceste elemente de conducere urmează să acționeze după o logică de tip „local", descentralizat, avînd în vedere funcționarea corectă a unei arii limitate de consum. Exploatînd corect alura neliniară a curbelor Q=f(u) la consumatori, logica programată „locală" poate emite chiar ordine de comutare a prizelor contrare celor „tradiționale", cu efecte salutare asupra menținerii stabilității ariei de consum controlate.

În programul de calcul sînt incluse de asemenea și varianta de sacrificare eșalonată a consumurilor, cu autorizare de la dispecerul central. Se prevăd și stagii de „alarmare", în care elemente de calcul anticipativ elaborează semnale de avarie spre dispecerul central.

Așa cum a rezultat și din paragrafele precedente, conceptul reglării descentralizate frecvență-putere și de tensiune capătă din ce în ce mai mare importanță în teoria modernă a sistemelor energetice.

De fapt, sistemele energetice actuale se prezintă ca vaste structuri de subsisteme interconectate, un element (subsistem) putînd fi de exemplu un sistem energetic național. Apare din ce în ce mai evidentă imposibilitatea practică a conducerii centralizate, „on-line", a unei atari structuri. De aici, larga dezvoltare căpătată de teoria descentralizată, la nivel de subsistem, a variabilelor de stare fundamentale: frecvență, putere, tensiune.

Trebuie avut însă în vedere că aceste reglări descentralizate nu sînt sub nici un aspect reglări „autonome", interconectarea unor sisteme „autonome" ducînd de regulă la situații de incompatibilitate, respectiv pierdere a stabilității.

Prin opoziție, reglările „descentralizate" sînt unități de calcul prevăzute cu senzori cuplați la variabilele de stare în punctele cele mai importante ale structurii mari, precum și la toate punctele de control ale subsistemului propriu. De asemenea, aceste microsisteme de calcul au unități de anticipare (predictori de stare), deciziile fiind luate ca sinteză a tuturor informațiilor de mai sus. Ca urmare, investigarea teoretică s-a axat pe două direcții:

— proiectarea optimală a unui regulator descentralizat;

— proiectarea optimală a unui observator descentralizat al variabilelor de stare și al perturbațiilor.

Diversele variante de soluții analizate au condus la concluzia interesantă că o structură deosebit de eficientă a regulatorului descentralizat este aceea calată pe structura regulatorului central, ceea ce face deosebit de ușoară realizarea practică a unei astfel de unități.

Aceleași concluzii sînt valabile și pentru reglarea descentralizată a tensiunii. Alegerea convenabilă a setului de mărimi de stare urmărite în permanență face ca subsistemul în buclă închisă să rămînă stabil chiar în cazul deconectării unor noduri. Regulatorul utilizat a fost de tip PI.

MODELAREA PROCESELOR IN INDUSTRIE ȘI AGRICULTURĂ

Ing. *Constantin Matei*
Ing. *Cornelia Basarab*
Ing. *Ș. Sporea*
Ing. *D. Rădulescu*
Ing. *Șt. Lupulescu*

I.P.A.

MODELĂRI PENTRU AUTOMATIZĂRI INDUSTRIALE

În cele ce urmează se prezintă pe scurt lucrările susținute în cadrul *secțiunii 01.2/B*, privind modelarea unor procese fizice cu ajutorul ecuațiilor cu variabile de stare.

Lucrarea 01.2/B 1 tratează despre modul de reglare a paturilor fluidizate în general și a generatoarelor de abur cu ardere în pat fluidizat, în particular. Se trec în revistă pe scurt diversitatea aplicațiilor paturilor fluidizate, cum ar fi uscarea, gazificarea cărbunelui, reacții chimice, reglarea poluării aerului și generarea de abur. Se pune accentul pe reglarea și optimizarea generatoarelor de abur cu ardere în pat fluidizat, în scopul economisirii energiei și obținerii de rezultate optime în condițiile restricțiilor existente. Se utilizează un model general cu mai multe variabile pentru a acoperi diversele aplicații. Rezultatele obținute recomandă utilizarea microprocesoarelor în sisteme cu arhitectură distribuită și capacități de calcul repartizate, în vederea unei funcționări eficiente și sigure. În final se prezintă implicațiile curentului în reglarea generatoarelor de abur cu ardere în pat fluidizat, a căror reglare nu poate fi realizată ca la generatoarele de abur convenționale.

Lucrarea 01.2/B.2 tratează un model de reglare adaptivă a vitezei unui motor de c.c. În cadrul modelului s-a considerat o acționare cu tiristoare prevăzută cu limitare și buclă internă de curent.

Algoritmul adaptiv a fost folosit pentru obținerea valorii prescrise la intrarea în regulatorul de curent, care la rîndul lui este tot un regulator adaptiv, putînd lucra în două moduri, I sau PI, funcție dacă convertizorul este în regim de curent întrerupt sau nu.

Lucrarea are în vedere obținerea unui sistem de reglare implementabil pentru un motor de c.c., care să poată compensa neliniaritățile, precum și eventuale nedeterminări din cuplul de sarcină. Algoritmul regulatorului adaptiv de viteză a fost obținut pornind de la ecuațiile de bază ale unui motor de c.c. și prin rezolvarea unui sistem de ecuații de stare.

Regulatorul obținut a fost cuplat la o punte cu tiristoare, făcîndu-se măsurări asupra răspunsurilor dinamice în turație și în curent la șocuri de cuplu. Testele au dovedit superioritatea sistemului adaptiv față de sistemul clasic atît în ceea ce privește timpul de revenire, cît și în ceea ce privește menținerea unei viteze mai constante.

Lucrarea 01.2/B-3 pune problema construirii unui model precum și a analizei matematice a reglării automate pentru un generator eolian de c.a. Analiza se face pe baza variabilelor de stare pentru un sistem cu mai multe intrări și mai multe ieșiri.

Modelul propus este un generator de c.a. acționat de un motor de c.c. Mărimile de intrare variabile sînt tensiunea aplicată indusului și tensiunea de excitație a generatorului, ele corespunzînd variațiilor în puterea vîntului, respectiv în unghiul de înclinare a paletelor. Mărimile de ieșire sînt frecvența și amplitudinea tensiunii de ieșire, ele trebuind să fie reglate simultan.

Sistemul de ecuaţii de stare care stă la baza modelului matematic se bazează pe considerații fizice şi pe identificări matematice. Pe baza lor se sintetizează 2 sisteme de reglare, unul bazat pe toate ecuaţiile de stare, altul bazat doar pe ecuaţiile de stare în care intră doar mărimile de ieşire. Pentru calcule s-a utilizat un microprocesor de 16 biţi, programat parţial în FORTRAN, parţial în asamblor, algoritmul executîndu-se în 10 ms. În ambele variante s-a obţinut eroare staţionară nulă şi răspunsuri dinamice suficient de rapide, în concordanţă cu răspunsurile obţinute pe model. Mărimile de ieşire sînt menţinute practic constante, atît modelul fizic cît şi cel matematic reflectînd adecvat structura sistemului.

Lucrarea 01.2/B-4 prezintă un model pentru studiul controlului electronic al unui sistem de aprindere auto, folosind observatori de ordin minim.

Elementul inteligent într-un sistem de aprindere electronic este un micro procesor, care permite obţinerea unor performanţe superioare, reducerea costurilor de producţie şi economie de combustibil. Pentru realizarea unei aprinderi electronice de calitate, o atenţie deosebită trebuie dată algoritmului de reglare. Un punct principal al obţinerii unui algoritm optim îl constituie alegerea unui model adecvat. În lucrare este prezentat un astfel de model, împreună cu corespondentul matematic adecvat. Deoarece nu toate mărimile sînt direct măsurabile, s-a folosit teoria observatorilor pentru scrierea unui sistem de ecuaţii de stare de ordin minim, astfel încît să se reducă timpul de calcul necesar microprocesorului.

Rezultatele obţinute relevă că modelul prezentat aproximează suficient de bine instalaţia reală în ceea ce priveşte caracteristicile neliniare ale cuplului, iar observatorul de ordin redus folosit reduce timpul de calcul cu aproximativ 70% faţă de un observator de ordin întreg.

În *lucrarea 01.2/B.5* se prezintă un regulator cu microprocesor pentru un compresor VAr static. Parametrii optimi ai compensatoarelor statice de putere reactivă conectate la reţelele industriale de distribuţie, care alimentează simultan mai mulţi consumatori, pot fi determinaţi numai dacă avem informaţii complexe asupra reţelei de alimentare ce trebuie compensată, asupra consumatorilor alimentaţi din ea şi a nivelului de distorsiune acceptat. Aceşti factori care influenţează mărimea compensatorului sînt de natură diferită, de exemplu din cauza schimbării punctului de alimentare. Cu ajutorul unui bloc de reglare adecvat „inteligent“, se poate evita o supradimensionare a compensatorului de putere reactivă şi puterea lui instalată poate fi utilizată mai eficient. Se descrie un bloc de reglare cu microprocesor care permite o realizare relativ simplă şi sigură a cerinţelor de mai sus. Microprocesorul Intel 8031 realizează calculul puterilor reactive şi algoritmul de reglare, precum şi aprinderea tiristoarelor.

Lucrarea 01.2/B-6 prezintă rezultate noi obţinute în modelarea şi identificarea dinamicii vitezei la ax a motoarelor Diesel mari. Se arată că modelele matematice existente anterior nu descriu suficient de precis dinamica astfel încît să permită realizarea reglării de mare precizie a vitezei la ax. Asemenea reglări sînt necesare din ce în ce mai mult la sistemele navale sau terestre noi, unde utilizarea eficientă a energiei a condus la noi proiecte. Turbocompresorul şi dinamica evacuării aerului sînt incluse într-un model dinamic revizuit detaliat în lucrare, care trebuie să dea răspunsuri comparabile cu măsurările. Parametrii din modelul matematic sînt prezentaţi ca fiind uşor de obţinut din datele motorului şi ale sarcinii antrenate. În final sînt prezentate rezultatele experimentărilor pe un stand de probă cu un motor Diesel mare, în doi timpi. Lucrarea are contribuţii importante în domeniul proiectării regulatoarelor pentru aplicaţii la care este necesară o reglare de mare precizie a vitezei la ax.

MODELARE ŞI CONDUCERE AUTOMATĂ ÎN AGRICULTURĂ

În *secţiunea 01.2/C* a Congresului 9 IFAC, Budapesta 1984, toate cele 6 articole prezentate tratează posibilităţile de optimizare a producţiei agricole în sere. Sînt

evidenţiate metode noi de reglare a parametrilor climatului interior, în special a temperaturii. Se prezintă de asemenea sisteme de identificare a reacţiilor plantelor în vederea menţinerii parametrilor interiori ai serelor la valori optime.

Lucrarea 01.2/C-1. Sistemul de încălzire solară a serelor creează un mediu optim pentru cultivarea diverselor plante sau pentru uscarea diferitelor produse agricole.

S-a dezvoltat un sistem de cultură automatizat prin care se asigură o împrăştiere a soluţiei de îngrăşămînt în imediata apropiere a plantelor şi, în acelaşi timp, o aerisire adecvată a rădăcinilor acestora, prin insuflarea aerului printr-un pat de pietriş. Distribuirea soluţiei de îngrăşămînt se realizează prin dizolvarea acesteia în apa de stropire a plantelor.

Energia solară asigură încălzirea soluţiei de îngrăşămînt cu ajutorul unui sistem de panouri absorbante de căldură. Înmagazinarea energiei solare utilizînd soluţia de îngrăşămînt a oferit un mijloc practic de reglare a temperaturii mediului ambiant.

Atît rezultatele experimentale, cît şi simularea pe calculator au dovedit fezabilitatea şi avantajele acestui sistem.

Se pun în evidenţă două regimuri de reglare a temperaturii mediului, respectiv în buclă închisă şi în buclă deschisă.

În regimul „în buclă închisă", aerul este tras în jos prin paturile de pietriş, Cînd temperatura interioară scade sub limita inferioară se încălzeşte întîi spaţiul interior, cu energia solară înmagazinată în paturile de pietriş şi apoi cu ajutorul instalaţiei de încălzire cu combustibil.

În regimul „în buclă deschisă" aerul proaspăt este absorbit în sistem prin partea superioară, este distribuit în întreaga seră, tras prin paturile de pietriş şi apoi evacuat în exterior. Dacă diferenţa de temperatură dintre aerul din exterior şi cel din interior este mai mică decît o valoare prestabilită, se pune în funcţiune automat un dispozitiv de producere a ceţii artificiale. În acest fel, răcirea aerului se realizează prin evaporarea picăturilor fine de apă.

Un microcalculator cu un program corespunzător asigură performanţele acestor instalaţii care funcţionează cu ajutorul energiei solare.

Lucrarea 01-2/C-2. În cadrul numeroaselor studii care au ca subiect creşterea producţiei agricole, un loc important îl ocupă modelarea proceselor de cultivare a plantelor, avînd drept scop asigurarea unei eficienţe şi a unei stabilităţi mai mari a acestor procese. Metoda clasică de modelare în agricultură este legată în principal de modelele neparametrice determinate experimental. Acest tip permite selectarea unor strategii de conducere adecvate, incluzînd experienţe specifice şi cunoştinţe fiziologice despre plante. Pe baza unor subprocese biologice se obţin analitic submodele independente, a căror combinare într-un model de creştere global duce la un model analitic descriptiv. Prin folosirea unor metode matematice de optimizare, este posibilă realizarea unor strategii de comandă pentru asigurarea unei programări de producţie optime. Pentru aceasta sînt necesare modele de comandă parametrice simplificate. În general, strategiile optime sînt determinate off-line. O comandă optimală on-line care depinde de stările reale şi de variabilele de mediu este, totuşi, de preferat.

În trecut, conducerea cultivării plantelor într-o seră se făcea mai ales printr-o comandă feed-back a climei, incluzînd informaţii empirice relevante.

Au fost elaboraţi algoritmi de optimizare staţionară, prin folosirea unor ecuaţii de proces simplificate.

Optimizarea dinamică, realizată pe baza unor modele de dezvoltare nelineare, nu a fost încă rezolvată. În lucrarea de faţă se fac sugestii pentru soluţionarea acestei probleme.

Prima parte a lucrării se ocupă de crearea unei strategii de conducere pe baza modelului fiziologic al castravetelui de seră, realizat de biologii Academiei de Ştiinţe Agricole din R.D.G. şi de proiectarea unui sistem pentru reglarea climatului interior care să asigure producţii optime cu cheltuieli minime de energie. Aceasta se realizează prin simularea complicatului model descriptiv pe un calculator numeric şi identificarea parametrilor unui sistem simplificat de comandă nelinear multivariabil de tip Hammerstein şi Wiener. Pe baza acestui model şi a unei concepţii de conducere ierarhizată pe mai multe nivele, se realizează o strategie pentru obţinerea

unei comenzi optime în condiții normale de mediu. Pentru a ține seama de clima exterioară actuală și anterioară, se execută o serie de optimizări repetitive cu orizont scurtat.

În a doua parte a lucrării se prelucrează un model de dezvoltare a trestiei de zahăr, realizat de Academia de Științe Agricole din R.D.G., astfel încît tehnicile matematice de optimizare pot fi folosite pentru obținerea unei producții maxime. Variabilele de control sînt în acest caz presiunea apei (starea rezervelor de apă ale plantei) și conținutul de azot al frunzelor (rezerva de azot).

Lucrarea 01.2/C-3. Prezintă o inovație în domeniul reglării temperaturii în sere. Ca variabile de intrare sînt utilizate încălzirea, ventilația și radiațiile solare. Parametrii modelului sînt validați în funcție de coeficienții sarcinii de încălzire, incluzînd caracteristicile nelineare ale sistemului de încălzire.

Punctul de funcționare al modelului dinamic este descris folosind relații staționare sau cvasistaționare. Întrucît modelul propus s-a dovedit precis, rezultă că acest mod de reglare este foarte potrivit pentru proiectarea și analiza sistemelor de comandă pentru sere.

Deoarece modelul dinamic descrie comportamentul procesului la frecvențe relativ mari, iar modelul cvasistaționar — comportamentul la frecvențe joase, este esențială folosirea metodelor de analiză în serii de timp pentru reglarea temperaturii.

Spre deosebire de disponibilitatea limitată a modelelor GCFC, sînt utilizate pe scară largă modele de climat din sere bazate pe fenomenele fizice de transfer de căldură și masă. În mod normal, la aceste modele, factorii de vreme și acțiunile elementelor de execuție servesc drept variabile de intrare. Proprietățile termodinamice ale structurii serei, tipul de sol și recolta vor fi luate în considerare la acest model ca parametri care pot fi calculați din fenomene fizice cunoscute.

Modelele care încorporează elementele de stocare a energiei au putut fi utilizate ca modele GCFC, dar se pot obține rezultate rezonabile numai atunci cînd se utilizează semnale de intrare de joasă frecvență (semnale idealizate). Nu s-au înregistrat rezultate pozitive în cazul condițiilor ce variază rapid în timp, condiții ce sînt de prim interes în cazul GCFC.

Modelele au putut fi îmbunătățite prin folosirea unor măsurări detaliate prin validare și prin folosirea estimării parametrilor grupurilor respective de procedee fizice. Acest fapt conduce în mod necesar la un grad ridicat de complexitate, care nu este adecvat aplicațiilor GCFC.

Un alt mod de abordare este utilizarea modelării de tipul „cutiei negre", care este cunoscută de la analizele de serii de timp. Acest procedeu este urmărit în lucrare pentru a se putea formula un model în termeni de coeficienți de sarcină de încălzire, care au o semnificație fizică.

În cazul temperaturii din seră, acest lucru se realizează pentru un model linearizat incluzînd încălzirea, ventilația și influența radiației solare. Modelul este formulat în termeni de variabile incrementale dispuse în jurul unui punct de lucru cu variație mică în timp. Separînd variabilele la componentele de înaltă frecvență care definesc modelul linearizat și la componentele de joasă frecvență care determină punctul de lucru, se realizează un grad înalt de precizie. Rezultatele sînt considerate ca fiind de o importanță majoră la GCFC.

Lucrarea 01.2/C-4. În prezent sînt folosite frecvent calculatoare în domeniul culturilor vegetale în sere. Factorii de mediu din seră sînt reglați pe baza unui algoritm PI sau PID. Pentru a realiza un sistem de reglare mult mai eficient, este necesar să se utilizeze informații bazate pe ecologia fiziologică, reprezentată prin așa-numita „plantă vorbitoare". În vederea realizării acestui lucru, în articol se propune un sistem de reglare compus din 3 calculatoare: microcalculator (calculator I) pentru reglarea numerică (DDC) a factorilor de mediu din seră, microcalculator (calculator II) pentru estimarea și decizia sistemelor de comandă (bazat atît pe datele de mediu, cît și pe reacțiile plantelor) și baza de date (calculator III) a reacțiilor și stărilor ecologico-fiziologice, care poate să comunice de la distanță cu calculatorul II. Acest sistem necesită identificarea datelor necesare despre plante. În acest scop se folosește analiza spectrală și, ca rezultat, reacțiile plantelor sînt identificate efectiv în starea tranzitorie din seră.

Sînt necesare, în mod special, datele privind reacţiile la relaţia apă şi la fotosinteză, deoarece aceste reacţii sînt strîns legate de ecologia fiziologică. Mai corect, acestea sînt: temperatura frunzei, conţinutul de apă din tulpină, conţinutul de apă din frunză, potenţialul de apă al frunzei, absorbţia netă de CO_2, translocarea fotosintezei ş.a.m.d.

Aceste reacţii ale plantelor nu au fost niciodată folosite în procesele de reglare din sere, deoarece aparatura pentru măsurarea lor era dificil de realizat, iar fiabilitatea nu prea bună. Dar, recentele aparate bazate pe prelucrarea imaginilor au rezolvat această problemă.

La cea mai mare parte a sistemelor de reglare, factorii de mediu sînt manevraţi după detectarea reacţiilor plantelor. Dar, constantele de timp ale factorilor de mediu din seră sînt de aproximativ 15—25 minute, în timp ce reacţiile pe termen scurt ale plantelor sînt de aproximativ cîteva minute. În concluzie, se propune un nou sistem de reglare comandat prin microcalculator, în care reglarea factorilor de mediu se face pe baza unui algoritm de tip PI sau PID. Acest sistem se aplică la complexe de mai multe sere, fiecare seră fiind echipată cu un asemenea microcalculator — numit „calculator I". Reacţiile plantelor sînt achiziţionate şi transmise unui alt microcalculator — instalat pentru întreg complexul de sere — şi numit „calculator II". La acest microcalculator sînt transmişi de asemenea şi factorii de mediu, care sînt evaluaţi şi apreciaţi în funcţie de reacţiile plantelor, luîndu-se decizia corespunzătoare. Astfel, valorile de referinţă ale „calculatoarelor I" din fiecare seră sînt reglate de „calculatorul II".

Pentru a estima stări mult mai complicate ale plantelor (exemplu: starea de stress), în ecologia fiziologică este necesară o bază de date care se numeşte „calculator III".

În general, precizia de reglare a mediului ambiant în sere nu trebuie să fie strictă, deoarece plantele au o mare toleranţă la mediu; de exemplu, temperatura frunzelor înregistrează uneori schimbări mari, de 5°C în 10 minute, datorită proceselor fiziologice ale frunzei. În acest caz, o reglare foarte precisă a temperaturii aerului poate să nu fie de folos. Din contră, unele etape de dezvoltare a plantelor, ca acelea de înflorire, necesită o temperatură a aerului reglată foarte strict şi, în consecinţă, un sistem de reglare cu un grad mai mare de dificultate.

Lucrarea 01.2/C-5. Articolul prezintă un model elaborat pe baza datelor măsurate la reglarea automată a climatului interior al serelor cu o suprafaţă de aproximativ 4 000 m^2. Modelul constă din două submodele, unul pentru variabilele „temperatură" şi „radiaţie globală", raportate la climatul exterior şi celălalt, pentru diverse sisteme de încălzire. Pentru realizarea modelului au fost utilizate cele mai noi metode de proiectare a experimentelor şi de estimare a parametrilor (luînd în considerare restricţiile modelului).

Verificarea modelului în practică a fost efectuată prin proiectarea unui sistem de stabilizare a parametrilor în domeniul de toleranţă, cuplat cu o anticipare a valorilor parametrilor faţă de climatul exterior. Rezultatele obţinute sînt satisfăcătoare şi sînt prezentate în lucrare.

În situaţia actuală, folosirea economică a energiei de încălzire care satisface principalii consumatori a devenit o sarcină de primă importanţă. Din acest motiv, nu numai stabilirea condiţiilor climatice variabile în timp (valori de referinţă) şi avînd drept rezultat un randament maxim, ci şi reglarea acestor valori de referinţă, incluzînd toate modurile posibile de reglare cu consum minim de energie în proces, sînt extrem de importante. Acest scop se atinge prin realizarea unei strategii de reglare care, bazată pe un model de anticipare a temperaturii interioare şi luînd în considerare timpii de întîrziere şi timpii morţi relativ mari ai subsistemelor serelor, permite luarea unor decizii de reglare prin care se obţine o economie de energie de încălzire. Astfel, în centrul investigaţiilor a stat dezvoltarea unui model de temperatură interioară a unei sere simple, care poate fi folosit în combinaţie cu un algoritm de reglare pe bază de microcalculator.

Deşi serele trebuie privite ca sisteme cu variaţie în timp, s-a lucrat fără o concepţie de reglare adaptivă. Aceasta a fost posibil întrucît principala cauză a regimului variabil în timp este deja inclusă în anticipare parametrilor climatului exterior şi deoarece este posibilă adaptarea modelului de seră.

Modelul a fost proiectat pentru o seră tip G 300 — un proiect standard pentru o suprafață cultivată de 3 740 m^2. Sistemele sale de încălzire sînt constituite dintr-o încălzire tubulară și din 18 aeroterme și sînt proiectate pentru o temperatură a agentului termic de pînă la 120°C.

Lucrarea 01.2/C-6. Lucrarea descrie proiectarea unui algoritm pentru reglarea climatului interior în sere, în condiții de economisire a energiei.

La baza studiului s-a folosit, pe de o parte, un model de proces al temperaturii interioare, elaborat experimental și modele de semnal pentru condițiile de climă exterioară, pe de altă parte. O estimare recursivă a modelelor de semnal permite o previziune pe termen scurt a condițiilor de climă exterioară. Aceasta face posibilă elaborarea de comenzi pentru procesele parțial inerte dinamic ale serei. În acest sens, se propune un algoritm multistrat cu domeniu de toleranță. Rezultatele simulării au demonstrat o economie esențială de energie.

Sistemul de automatizare este realizat prin intermediul unei structuri descentralizat cu mai multe calculatoare.

Pentru asigurarea unei economii de energie în producția de legume din sere trebuie să se controleze factorii climatici — în special temperatura — în vederea obținerii unei producții maxime. În acest scop trebuie cunoscute valorile optime — dovedite fiziologic — ale factorilor climatici care influențează dezvoltarea plantelor. Atingerea acestor valori optime se poate realiza aplicînd toate strategiile de comandă care, avînd la bază un model pentru previziunea temperaturii interioare și luînd în considerare subsistemele statice și dinamice ale serei (încălzire și ventilare) permit luarea de decizii de comandă la timpul necesar și economisind energia de încălzire. Astfel de strategii de comandă nu pot fi realizate prin intermediul echipamentelor de automatizare convențională; ele necesită folosirea unor echipamente moderne de automatizare pe bază de microcalculatoare, care sînt în prezent aplicate pe scară internațională în automatizarea serelor.

MODELARE ȘI REGLARE ÎN PROCESELE DE DISTILARE

În cadrul *secțiunii 0.13/A* a Congresului 9 IFAC, Budapesta 1984 se prezintă principalele aspecte legate de reglarea proceselor de distilare, procese consumatoare de energie tipice.

În acest sens se analizează și se prezintă rezultatele teoretice sau experimentale privind identificarea și modelarea coloanei de distilare în vederea conducerii optime, reglarea multivariabilă, posibilitățile reglării descentralizate, sensibilitatea de decuplare, precum și o metodă simplificată de abordare geometrică a reglării multivariabile.

Lucrarea 01.3/A—1. Reglarea coloanelor de distilare constituie o problemă tipică și importantă în conducerea proceselor industriale. Articolul analizează descompunerea unui sistem multivariabil și reglarea complet descentralizată a parametrilor unei coloane de distilare cu două regulatoare locale PI. Se tratează numai despre reglarea referinței și nu se intenționează să se realizeze o optimizare.

Coloana de distilare se tratează ca un sistem multivariabil, finit, constant și determinist. Procesul nereglat este stabil. În cadrul procesului sînt 5 intrări reglate. Între cele 5 intrări de reglare și cele 5 ieșiri măsurabile sînt interconexiuni considerabile, dar diferite în intensitate.

Deoarece reglarea cu algoritmi multivariabili prezintă dificultăți în procesul de implementare, acum se preferă utilizarea regulatoarelor tip microprocesor (MPC).

Aportul articolului constă în descompunerea sistemului într-un sistem multicanal, care facilitează proiectarea și reglarea cu microprocesoare locale. Avantajul constă în faptul că nu necesită cunoștințe precise despre model. Principiul de proiectare utilizat pentru reglarea calitativă a parametrilor coloanei de distilare utilizează tehnicile descompunerii structurale ale sistemelor mari. Aceasta conduce la o lege de reglare robustă, simplă și descentralizată: regulatoare locale PI, maxi-

mum 2 variabile pentru fiecare canal. Parametrii celor 3 regulatoare PI locale se acordează în mod secvenţional, realizîndu-se astfel cerinţele reglării întregului sistem.

În articol, după ce se defineşte exact problema de reglare şi se specifică toate cerinţele şi condiţiile se descrie strategia de proiectare pentru regulatoarele locale. Rezultatul descompunerii structurale se finalizează în 3 canale sistem, fiecare canal cu o pereche locală intrare-ieşire (U_i, y_i) de dimensiuni mici, maximum 2. Fiecare canal se reglează în mod secvenţial cu un regulator local PI.

Rezultatele reglării cu regulatoare robuste locale, complet descentralizate, satisface toate obiectivele solicitate. Cele 3 regulatoare locale PI se pot realiza fără complicaţii cu microprocesoare ieftine. În comparaţie cu alte strategii de proiectare, aproximările propuse se explică din punct de vedere ingineresc astfel:

— procesul tehnologic este stabil şi se poate explica printr-un model linear, finit, invariant în timp în jurul valorii de operare;

— modelul structural se cunoaşte;

— coeficienţii de amplificare ai stării staţionare se pot măsura.

Lucrarea 01.3/A—2. Procesul de distilare este un proces tipic consumator de energie. Chiar şi în cazul coloanei de distilare binare, reglarea concomitentă a produsului de vîrf şi de fund asigură economii substanţiale reflectate în costuri. O dificultate de bază a reglării concomitente a produsului de vîrf şi de fund o constituie interacţiunea dintre bucle. Se impune ca interacţiunea dintre buclele de reglare ale procesului să fie minimă. În vederea eliminării totale a interacţiunii se implementează un compensator, un decuplor.

În aplicarea decuplării trebuie să se înţeleagă următoarele:

— modelul pentru care se aplică decuplarea conţine întotdeauna unele imprecizii;

— decuplorul care realizează o decuplare perfectă este în general prea complicat pentru implementare şi inerent se utilizează elemente simplificate de substituţie.

În articol se propune o abordare a sensibilităţii erorilor de decuplare în funcţie de imprecizia modelului. Se arată că o alegere potrivită a perechilor de variabile manipulate influenţează considerabil sensibilitatea decuplării.

În reglarea compusă duală a coloanei de distilare se aleg conform metodei dezvoltate cele mai favorbile configuraţii de bucle de reglare în vederea reducerii sensibilităţii de decuplare şi deci a interacţiunii. Se arată că configuraţiile alese pot reduce la maxim sensibilitatea decuplării chiar şi pentru coloane de distilare foarte sensibile.

În acest sens, în cadrul articolului, se analizează: calculul indicelui de interacţiune; identificarea erorilor decuplorului şi modelului; definirea sensibilităţii decuplorului; comparaţia între recuplarea cu două căi şi decuplarea cu o cale; decuplarea reglării coloanelor de distilare acordîndu-se atenţie alegerii variabilelor manipulate, relaţiilor dintre caracteristicile coloanei şi vectorii re transfer, reducerii sensibilităţii de decuplare

Lucrarea 01.3/A—3. Articolul prezintă o metodă simplificată privind reglarea proceselor multivariabile, bazată pe abordarea geometrică Wonham, cu aplicaţii în reglarea coloanei de distilare. Prin abordarea geometrică se recunoaşte că proprietăţile unui sistem liniar depind de structura subspaţiului liniar generat de sistemul menţionat în spaţiul stărilor.

Proiectarea sistemului de reglare, socotită drept sinteza sistemului rezultant care include sistemul de reglare, va genera un subspaţiu liniar a cărui structură în spaţiul stărilor trebuie să satisfacă specificaţiile solicitate.

Prin reglarea coloanei de distilare se impune menţinerea celor două variabile de ieşire — compoziţia distilată şi produsul de fund — la valorile de referinţă dorite prin manevrarea celor două variabile reglate — viteza debitului de reflux şi al debitului fierbătorului. S-a simulat modelul matematic al coloanei de distilare împreună cu regulatorul geometric în scopul evaluării eficacităţii metodelor de reglare. În continuare se analizează regulatorul de bază geometric, suplimentat cu plasarea polilor şi cu reglarea anticipativă. Rezultatele sînt comparate cu reglarea optimlă şi cu reglarea PI anticipativă.

În articol se utilizează modelul matematic al coloanei de distilare cu 9 talere, condensator și fierbător. Perturbația în sistem este produsă, de modificări în structura și debitul fluxului de alimentare. Ca o concluzie a simulărilor rezultă că perturbațiile din compoziția de alimentare pot fi evacuate prin talerul de vîrf și de fund în cazul reglării geometrice de bază.

Perturbațiile în viteza de alimentare pot fi similar decuplate prin talerul de vîrf, dar nu și prin talerul de fund. În cazul în care se utilizează regulatorul geometric cu reacție anticipativă (feedforward) se poate decupla întreaga coloană de distilare de perturbația produsă de modificarea vitezei de alimentare. În plus, rezultatele simulării arată că și reglarea PI cu compensare dinamică și reacție anticipativă de la perturbație răspunde corect cerințelor, dar cu mai puțină precizie în prezența perturbațiilor produse de structura și viteza debitului de alimentare.

În concluzie, metoda reglării geometrice suplimentată cu reglare anticipativă este superioară prin performanțe tuturor metodelor de reglare investigate. În această situație metoda de abordare a reglării geometrice se recomandă să fie utilizată pentru majoritatea aplicațiilor industriale.

Lucrarea 01.3/A—4. Scopul reglării unei coloane de distilare se realizează prin urmărirea calității dorite (xD) și a cantității (LD) produsului de vîrf cu limitarea energiei de încălzire (QB) și a raportului dorit de reflux (R). Variația alimentării se consideră drept perturbație, care se compensează prin încălzire și reflux.

Articolul expune succint scopurile reglării procesului și propune realizarea printr-o funcție de urmărire. Se propune un algoritm de urmărire intrare-ieșire de tip liniar cuadratic, completat cu restricții. În vederea depășirii erorilor de modelare și limitările modelului linear se propun două metode:

— corecția integrală a reacției negative a ieșirii;

— simularea multimodel, care cuprinde atît determinarea modelului, cît și sinteza reglării.

Pentru alegerea modelului procesului tehnologic se utilizează filtrarea optimală liniară. În funcție de calitatea modelelor se realizează sinteza globală a reglării pe baza valorilor ponderate ale modelelor individuale. Se analizează rezultatele experimentale în cazul coloanei binare de distilare. Corectorul reacției de ieșire se utilizează pentru reglarea procesului în jurul valorii de operare. Reglarea pe baza modelului multiplu se utilizează în cazul tranziției de la un punct de operare la altul.

Metodele prezentate au fost experimentate cu rezultate foarte bune într-o unitate pilot de distilare.

Modificările mari ale valorilor de operare ale sistemelor fizice implică variații apreciabile în comportarea sistemelor. Aceste variații ale caracteristicilor statice și dinamice constituie o problemă în reglarea sistemelor și se datoresc în special nelinearităților. În vederea rezolvării situației se propun două soluții:

A) Se consideră eroarea de modelare drept o perturbație neglijabilă. Corectorul integral al ieșirii se propune ca o extensie a metodei generalizate de urmărire intrare/ieșire pentru rezolvarea problemei. Cele mai multe experimentări practice utilizînd acest tip de algoritm permit să se aprecieze că în ciuda simplificărilor și ale aproximărilor, performanțele acestei strategii de reglare sînt foaret satisfăcătoare.

B) Procesul se reprezintă prin mai multe modele, care permit depășirea limitelor teoriei sistemelor lineare și extind rezultatele clasice. Reglarea multimodel bazată pe compararea continuă a modelelor și realizarea algoritmului paralel de calcul prezintă mai multe avantaje. Aspectul reglării adaptive în funcție de viteza de convergență față de modelul potrivit este mult mai important. Rezultatele experimentale bune ale soluției implică utilizarea metodei pentru reglarea sistemelor lineare.

Lucrarea 01.3/A—5. Articolul descrie aplicarea reglării multivariabile la procesele industriale, prin exemplificarea conducerii unei unități de distilare în vid.

Reglarea multivariabilă a unui proces complex constă în mai multe etape care au drept scop final implementarea algoritmului de reglare. Etapele succesive sînt:

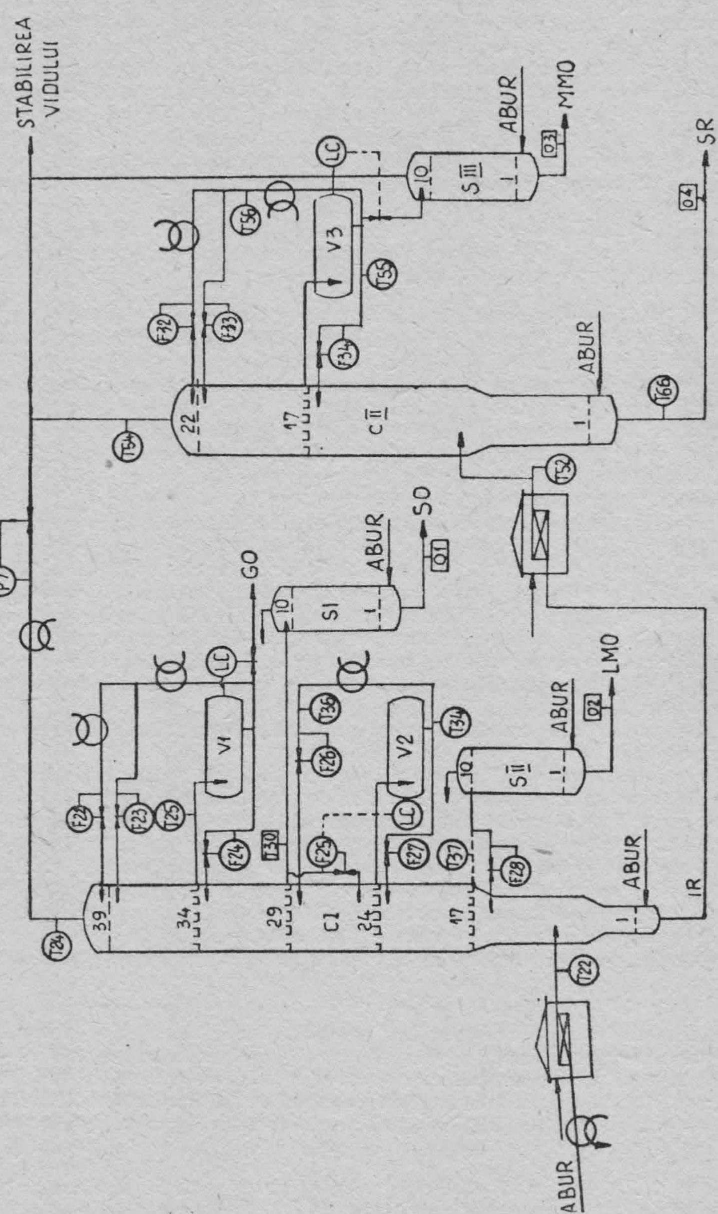


Fig. 1. Schema simplificată a distilării.

— colectarea cunoștințelor calitative despre proces;
— dezvoltarea modelului corespunzător metodei de proiectare propuse;
— proiectarea regulatorului și verificarea comportării în circuit închis;
— adaptarea și dezvoltarea algoritmului la cerințele procesului în timp real;
— implementare și acordare;
— evaluarea rezultatelor
Toate aceste etape sînt analizate pe rînd.

Întîi se studiază comportarea dinamică a sistemului (fig. 1) determinîndu-se interacțiunile principale, și alegîndu-se debitele de reflux drept variabile de reglare.

Cunoscută fiind comportarea dinamică a procesului se stabilește exprimarea cantitativă cu mijloacele modelării experimentale. Se aplică semnale de probă pseudoaleatoare fiecărui debit de reflux pe rînd și se înregistrează datele semnificative ale procesului în vederea identificării off-line. În urma identificării, funcțiile de transfer rezultate se convertesc într-un model în spațiul stărilor.

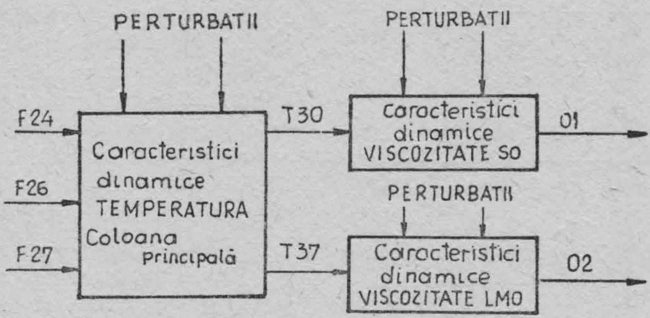


Fig. 2. Structura modelului.

Pe modelul procesului se dezvoltă algoritmul de reglare multivariabil, prin aplicarea unui criteriu pătratic. Algoritmul de reglare se transferă în timp real și se implementează pe calculatorul de proces aferent unității de distilare. În final, datele măsurate colectate se analizează în vederea îmbunătățirii calității produsului reglat.

Pentru a putea aprecia avantajele reglării multivariabile în prezența restricțiilor, se impune comparația rezultatelor obținute prin reglare cu cele în aceeași situație fără reglare. Comparația dintre reglarea multivariabilă și cea manuală se realizează utilizînd ca variabile necontrolate viscozitățile. Valoarea globală cantitativă prin care se evidențiază performanțele sistemului este valoarea aleatoare (rms) a semnalului.

În cazul reglării multivariabile îmbunătățirea performanțelor în termeni rms este de 60%.

Lucrarea 01.3/A—6. Articolul prezintă rezultatele teoretice și experimentale ale modelării și identificării coloanei de distilare.

1) *Modelarea coloanei de distilare.* Se prezintă modelarea unei coloane de distilare cu 20 de talere.

Modelul care descrie comportarea dinamică a coloanei de distilare se realizează pe baza bilanțului de materii prime în regim nestaționar. Calculele se bazează pe următoarele presupuneri:

1) presiune constantă în coloană;
2) compoziție de lichid uniformă pe fiecare taler;
3) vapori de retenție neglijabili;
4) cantitate de lichid de retenție constantă pe fiecare taler;

5) pierderi de căldură neglijabilă în coloană;
6) concentrație molară egală a suprasarcinii.

$$L_i = L_{21} \text{ (reflux) pentru } i = 11,20$$

$$L_i = L_{21} + F_{10} \text{ pentru } i = 1,10$$

$$V_i = V_1$$

Ecuațiile de bază ale modelului de bilanț sînt:

$$\frac{d}{dt}(MiXi) = M_i \frac{dxi}{dt} = L_{i+1} X_{i+1} - L_i X_i + V_{i-1} Y_{i-1} - V_i Y_i + F_i X_{Fi} \quad i = 1 \ldots 20 \quad (1)$$

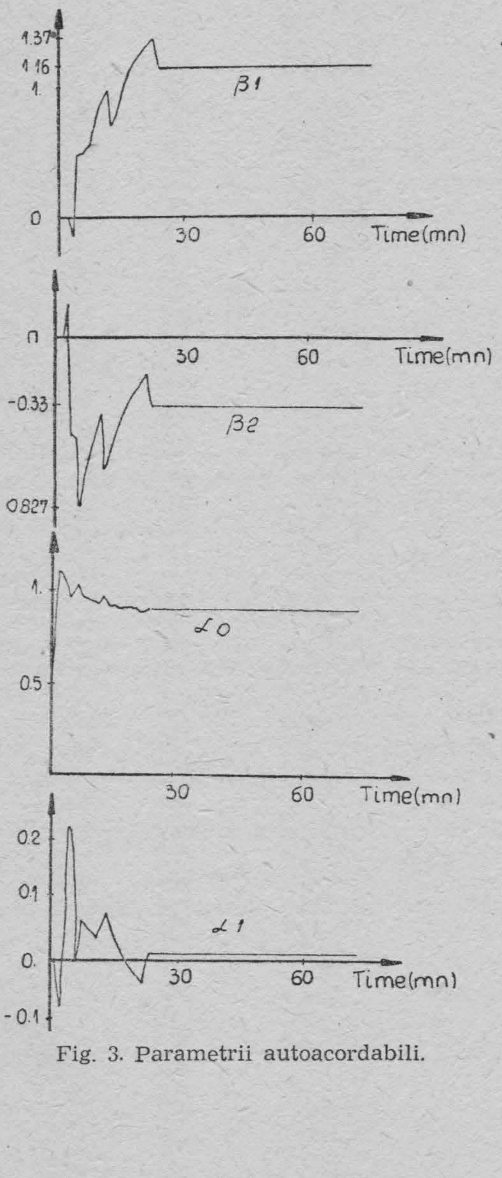


Fig. 3. Parametrii autoacordabili.

2) *Proiectarea reglării autoacordabile.* Ideea principală în autoacordare constă în estimarea prin recurență a parametrilor necunoscuți ai procesului și în repetarea procedurii pe baza parametrilor reactualizați. Cu alte cuvinte algoritmii de conducere autoacordabili sînt o combinație între estimatorii de recurență și metodele de conducere.

Proiectarea reglării autoacordabile se bazează pe modelul fizic simplificat al coloanei de distilare. Se presupune un model simplificat linear: o singură intrare, o singură ieșire care conține atît perturbațiile măsurabile de sarcină, cît și perturbațiile aleatoare.

Algoritmii de reglare autoacordabili se calculează prin metodele de gradient ale ieșirii. Articolul prezintă și algoritmii de reactualizare ai parametrilor aferenți legii de reglare prin metoda celor mai mici pătrate.

Experimentările s-au efectuat pe coloana de distilare echipată cu un microcalculator DEC PDP 11/03 microprocesor 16 biți, memorii 64 K). În vederea calculării constantei de timp a procesului efectuat identificării cu semnale pseudoaleatoare aplicate în domeniul 50%...100% ai raportului de reflux.

În afara identificării experimentale s-au realizat și algoritmii autoacordabili pentru conducerea temperaturii (fig. 3).

DETECTAREA DEFECŢIUNILOR ÎN INSTALAŢIILE INDUSTRIALE COMPLEXE AUTOMATIZATE

Ing. Toma Geber
IIRUC

În ultimii ani, în diferite ramuri de activitate, industrie, chimie, aeronautică, zboruri spaţiale, aplicaţii ale tehnicii nucleare etc. s-au realizat sisteme complexe, complet automatizate, de cele mai multe ori procesele fiind controlate şi comandate de calculatoare.

Preocupările ultimilor ani au constat în găsirea celor mai eficiente metode de prevenire a efectelor cauzate de defecţiunile apărute în instalaţiile industriale, şi analiza acestora în vederea detectării apariţiei acestor defecte în timpul funcţionării şi eventual localizării operative a blocurilor funcţionale sau a aparturii de control defectuose.

Tratarea acestor probleme în mod exhaustiv nu a fost realizată deşi au apărut lucrări în care se prezintă metode recursive de estimare şi detecţie a situaţiilor anormale în sistemele industriale automatizate [1, 2, 3].

Secţiunea 1.3/C de la Congresul al 9-lea al IFAC conţine 6 articole (a căror prezentare se face în această sinteză), articole în care se prezintă îmbunătăţiri ale metodelor deja cunoscute sau în care se prezintă metode originale de estimare, detectare şi eventual localizare a defecţiunilor în instalaţiile industriale automatizate, evident cu menţiunea că utilizarea calculatoarelor şi în special a unui software dedicat devine în acest domeniu imperios necesară.

Autorii celor 6 articole au prezentat metodele pe care le-au cercetat şi experimentat, au prezentat de asemenea rezultate concrete pentru ramuri industriale definite, deşi se poate sublinia că aceste metode prezentate pot fi aplicate cu succes în orice proces industrial.

În *lucrarea 1.3/C1* se prezintă o nouă metodă de analiză a cauzelor producerii defecţiunilor majore într-o uzină petrochimică, ca urmare a unor combinaţii de defecţiuni zilnice datorate în marea majoritate unor erori de operare. Metoda prezentată este o combinaţie între metodele de analiză a arborelui de defecţiuni şi de analiză statistică a variabilelor multiple din proces prin luarea în considerare a seturilor de evenimente din proces. Aplicarea acestei metode, după cum se prezintă în lucrare, se face prin analiza datelor reale a accidentelor petrecute în uzina petrochimică din zona industrială Kawasaki în ultimii 12 ani, confirmînd eficienţa acestei metode.

În *lucrarea 1.3/C2* se prezintă o metodă de detectare a defecţiunilor apărute în traductoarele şi elementele de acţionare ale sistemelor de reglare automată în procesele industriale. Plecînd de la descrierea defectelor instrumentelor de măsurat şi control din buclele de reglare automată, care pot fi defecte parametrice — alunecări, ieşiri din gama de precizie, deconectări parţiale, nivel ridicat al zgomotului, etc. — autorii propun o metodă bazată pe filtrarea adaptivă a semnalelor reziduale de la ieşirea procesului şi compararea rezultatelor cu cele obţinute din prelucrarea datelor în procesul simulat cu ajutorul microprocesoarelor. Se obţine astfel o bună rezoluţie a detectării defecţiunilor, deşi poate exista pericolul creşterii gradului de alarme false dacă nu se obţine un optim al sensibilităţii în procesul de detectare.

Se arată în lucrare că, de regulă, evitarea efectelor acestor tipuri de defecţiuni se face prin redundanţă fizică, prin dublarea sau triplarea instrumentaţiei utilizate. Metoda propusă înlătură costurile ridicate ale redundanţei fizice utilizînd redundanţa analitică şi redundanţă software.

În concluzia articolului autorii arată că problema localizării defecţiunilor se relevă a fi mai dificilă şi se propune îmbunătăţirea metodei prezentate prin utilizarea unui set de filtre digitale diferite pentru a genera semnalele de eroare estimative din diferite seturi de perechi intrare/ieşire.

În *lucrarea 1.3/C3* autorii propun o metodă de utilizare a filtrării optimale pentru realizarea unui detector al condiţiilor de funcţionare anormale ale sistemului. Sistemul luat înconsiderare de autori reprezintă o coloană de extracţie şi prelucrare a combustibilului nuclear, iar rezultatele obţinute prin aplicarea metodei propuse arată că este posibilă satisfacerea cerinţelor de urmărire on-line a reţinerilor de material nuclear în coloană, precum şi de detecţie timpurie a unor abateri în prelucrarea materialului nuclear.

Metoda propusă de autori are în vederea un sistem de estimare-detecţie utilizînd două filtre de tip Kalman, bazate pe modele simplificate ale coloanei, precum şi un detector secvenţial analizînd semnalele deviaţie pentru a discerne atît condiţiile de stare normală, cît şi anormală a sistemului.

Din punct de vedere al aplicării practice a metodei autorii relevă două avantaje importante: implementarea fără probleme deosebite a necesităţilor de măsurare on-line, chiar pentru valori non standard şi posibilitatea utilizării unor modele nu foarte detaliate ale uzinei pentru implementarea filtrului detector (ceea ce reprezintă un avantaj din punct de vedere al păstrării secretului despre instalaţia nucleară).

Lucrarea 1.3/C4 tratează problematica proiectării fiabile a unei structuri hardware şi software a sistemului de conducere în timp real a unui proces industrial. Autorii trec în revistă cerinţele sistemului, şi anume de detectare a situaţiilor periculoase şi de determinare a unor decizii operative în vederea evitării unor situaţii periculoase, arătînd importanţa fiabilităţii elementelor componente ale sistemelor de redare şi a fiabilităţii software-ului utilizat. Ideile propuse în articol sînt de a structura ierarhic sistemul de reglare pe nivele de coordonare şi de a stabili cu ajutorul unor modele matematice (nu se dau însă soluţii în lucrare) indicatorii de fiabilitate ale elementelor componente pe fiecare nivel. Se descriu de asemenea pe scurt două exemple de proiectare.

În *lucrarea 1.3/C5* se prezintă o metodă de identificare a defecţiunilor care se bazează pe două elemente: o procedură de estimare a parametrilor continui ai sistemului, care determină coeficienţii fizici ai procesului (cum ar fi masa, moment de inerţie, rezistenţă, etc.) şi un algoritm corespunzător de clasificare a tipurilor de dependenţă („pattern classification"), care realizează clasificarea defecţiunilor. Metoda prezentată a fost utilizată pentru a identifica defecţiunile într-un sistem motopompă şi experimentele prezentate confirmă metoda.

În *lucrarea 1.3/C6* se prezintă o metodologie care are la bază următoarele considerente: o defecţiune se consideră a fi o schimbare a legăturilor dintre variabilele corelate; se pot detecta defecţiunile prin observarea on-line a parametrilor modelului şi testarea secvenţială a ipotezelor. Autorii prezintă bazele teoretice ale metodologiei şi rezultatele obţinute prin implementarea metodologiei pe o unitate pilot.

În prezentarea metodelor autorii pleacă de la descrierea *tipurilor de defecţiuni* din instalaţiile industriale şi a gradului de periculozitate a acestora pentru proces.

În *lucrarea 1.3/C1* autorii arată că pe măsura creşterii gradului de automatizare în instalaţiile complexe, numărul de accidente nu s-au redus şi aceasta datorită faptului că au apărut şi s-au dezvoltat noi cauze combinate ale unor defecţiuni în instalaţiile automatizate. Metodele existente de analiză a defecţiunilor complexe, cum ar fi analiza arborelui de defecţiuni (FTA=FAULT TREE ANALISSIS) [4] sau analiza statistică a datelor despre defecţiuni [5], au limite în ceea ce priveşte luarea în considerare a acestor noi tipuri de defecţiuni complexe (nu sînt luate în considerare micile defecţiuni zilnice, sau anumite cauze determinate de erori de operare; nu sînt întotdeauna aplicabile unor secvenţe de evenimente alterate de defecţiuni minore ducînd la defecţiuni majore, etc.).

Metoda prezintă o combinaţie a celor două metode, uşurează înţelegerea cauzalităţii accidentelor agregînd defecţiunile în seturi de evenimente (macroevenimente) descrise prin arborele de macrodefecţiuni (macro fault tree — MFT). Astfel se găseşte o structură comună a defecţiunilor majore provenite din mai multe defecţiuni minore, obţinîndu-se mai uşor o relaţie dintre cauze şi efecte. Deci microevenimentele sînt independente fiecare într-un macroeveniment, dar apariţia a cel puţin două macroevenimente poate duce la detectarea unui microeveniment comun sau neapariţia unui macroeveniment elimină o serie de microevenimente ca surse posibile de defecţiune. Plecînd de la acest mod de agregare a defecţiunilor, metoda prezentată în lucrarea 1.3/C7 este adecvată unei game largi de aplicaţii, inclusiv în diagnosticarea funcţională în sistemele de calcul.

În *lucrarea 1.3/C2* se prezintă o altă clasă de defecţiuni care pot apărea în sistemele de reglare automată şi anume acelea referitoare la traductoare, elemente de acţionare, instrumente de măsură şi control etc. Aceste defecţiuni pot fi clasificate după comportarea funcţională a sistemului. Astfel se pot defini defecţiuni simple, cum ar fi întreruperea unui cablu, deconectarea unui traductor sau defectarea totală a acestuia, sau defectarea unui motor. Aceste defecţiuni, arată autorii, pot fi uşor detectate şi localizate în sistemul de diagnosticare. Defecţiunile complexe, care cuprind, pe de o parte, defecţiunile de tip parametric şi pe de altă parte, defecţiunile aleatoare, sînt acelea care nu se caracterizează prin dispariţia unor variabile ci prin diferenţe semnificative ale nivelului măsurat al variabilelor. Aceste diferenţe apar fie prin alunecări ale valorii în afara limitelor, fie prin dispariţia — pentru un timp necontrolat — a acestora. Cauzele acestor defecţiuni pot fi contactele imperfecte la conectori, creşterea nivelului de zgomot al instrumentelor datorite murdăriei sau defectării unor componente, blocării unor elemente mecanice etc. Detectarea acestor defecţiuni complexe este foarte importantă, cu atît mai mult cu cît în sistemele de detectare clasice sînt foarte dificil de pus în evidenţă.

În *lucrarea 1.3./C6* se arată că într-un proces industrial variabilele reprezentative sînt legate cauzal, o defecţiune putîndu-se defini ca o schimbare a acestor legături. Pot fi definite defecţiuni intermitente, pentru schimbări structurale aleatoare, defecţiuni permanente şi defecţiuni catastrofice, în care schimbările creează accidente, aceasta fiind şi ordinea în care evoluează o singură defecţiune mai ales în condiţiile compensării prin bucle de reglare. Defecţiunile mai pot fi clasificate şi în defecţiuni în dezvoltare, care pot fi prevăzute prin evoluţia lor şi cataleptice, ale căror apariţii sînt pur aleatoare.

Merită subliniate cîteva idei interesante, cu aplicabilitate largă în diferite domenii de activitate, care se desprind din articolele prezentate. Astfel, în lucrarea 1.3/C1 autorii arată modul de construire şi calcul al grafului de macrodefecţiuni pornind de la analiza microdefecţiunilor pe baza datelor statistice culese din proces. În fig. 1 se arată graful rezultat pentru defecţiuni majore datorite fiecare unor secvenţe de defecţiuni elementare. Din aceste date secvenţiale se stabilesc macroevenimentele şi se creează lanţurile de macroevenimente (fig. 2).

Apariţia macroevenimentelor, frecvenţa lor de apariţie, precum şi certitudinea tranzaţiilor dintre macroevenimente se definesc în cadrul articolului ca fiind variabile subiective ale analizei, din care cauză se propune utilizarea teoriei mulţimilor vagi („fuzzy set theory") pentru reprezentarea lor.

Se face menţiunea în articol — şi ţinem să subliniem — că introducerea subiectivităţii nu reprezintă o diminuare a teoriei şi se consideră astăzi o caracteristică importantă în domenii cum ar fi sisteme-expert sau sisteme om-maşină.

Dacă A şi B sînt gradele de apariţie a macroevenimentelor cauzal şi rezultant şi R valoarea adevărată, care poate fi considerată ca certitudinea tranzaţiei, se poate stabili ca regulă următoarea propoziţie „dacă A atunci B" este R.

A, B, şi R se reprezintă ca mulţimi vagi, modelul matematic ales pentru regula de mai sus va fi B=F (A, R) unde F este funcţie vagă (fuzzy function) [6].

Astfel un arbore de macrodefecţiuni este un graf de macroevenimente în care anumite numere Ai se combină pentru a cauza *B*, modelul matematic al tranziţiei fiind *B*=F (A1, A2... An, R).

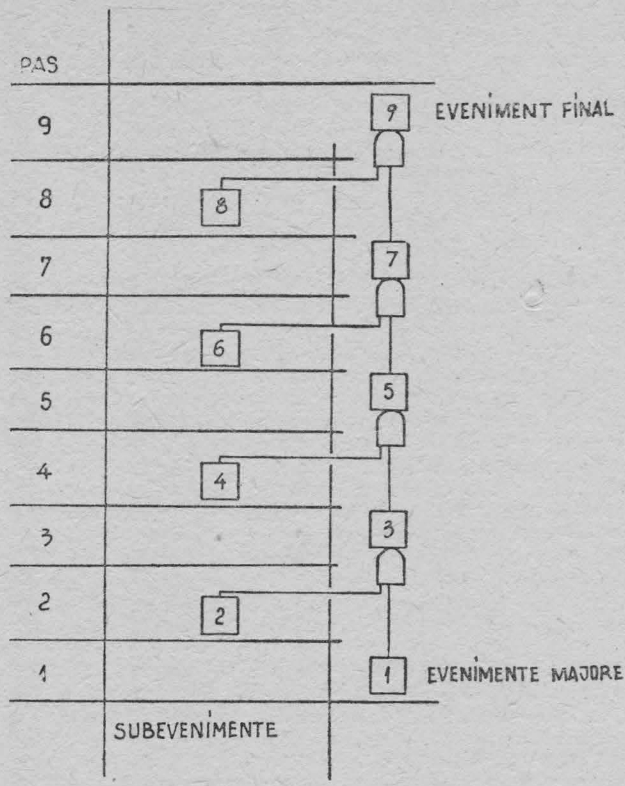


Fig. 1. Secvență de defecțiuni.

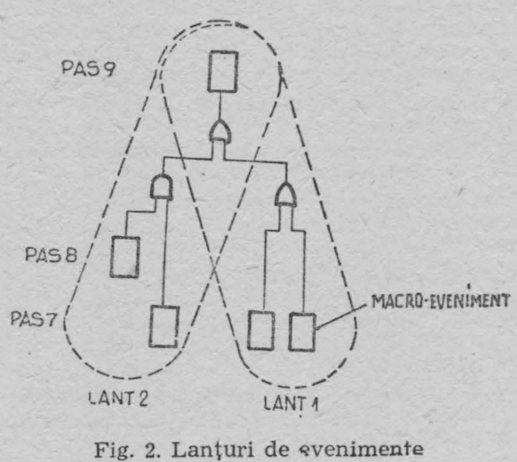


Fig. 2. Lanțuri de evenimente

În articol relaţia dintre macroevenimentele majore pe acelaşi nivel se consideră a fi SAU şi dintre macroevenimentele majore şi subsidiare. ŞI, putîndu-se calcula gradul de apariţie a evenimentului din vîrf dîndu-se gradul de apariţie a macroevenimentelor de bază. Ideea de detectare a defecţiunilor şi eventual de localizarea lor prin utilizarea filtrării adaptive, idee ce este tratată în articolele 1.3/C2 şi 1.3/C3 se bazează pe tehnica filtrării nelineare, descrisă mai detaliat în [8]. Se poate demonstra că nivelul semnalelor reziduale sau a perturbaţiilior detectate cu ajutorul unui filtru acordat depinde de modificarea comportării dinamice a sistemului datorită defecţiunilor. În absenţa defecţiunilor semnalele reziduale apar la ieşirea din filtru ca fiind de tipul zgomot alb, cu medie zero. Metoda prezentată se bazează pe testarea statistică a modificărilor în momentele detectării unei deviaţii a semnalelor reziduale. Autorii prezintă descrierea matematică a defecţiunilor, ecuaţiile principale ce stau la baza metodei utilizării filtrului adaptiv, precum şi valorile testelor, care se calculează pornind de la operatorii filtrului RC de detecţie şi de referinţă şi constantele de timp corespunzătoare.

O altă metodă bazată pe utilizarea filtrelor optimale sau adaptive este cea prezentată în lucrarea 1.3/C3 şi are ca scop detectarea unor condiţii anormale de funcţionare ale sistemului.

Schema sistemului de detecţie-estimare cu două filtre este prezentată în fig. 3.

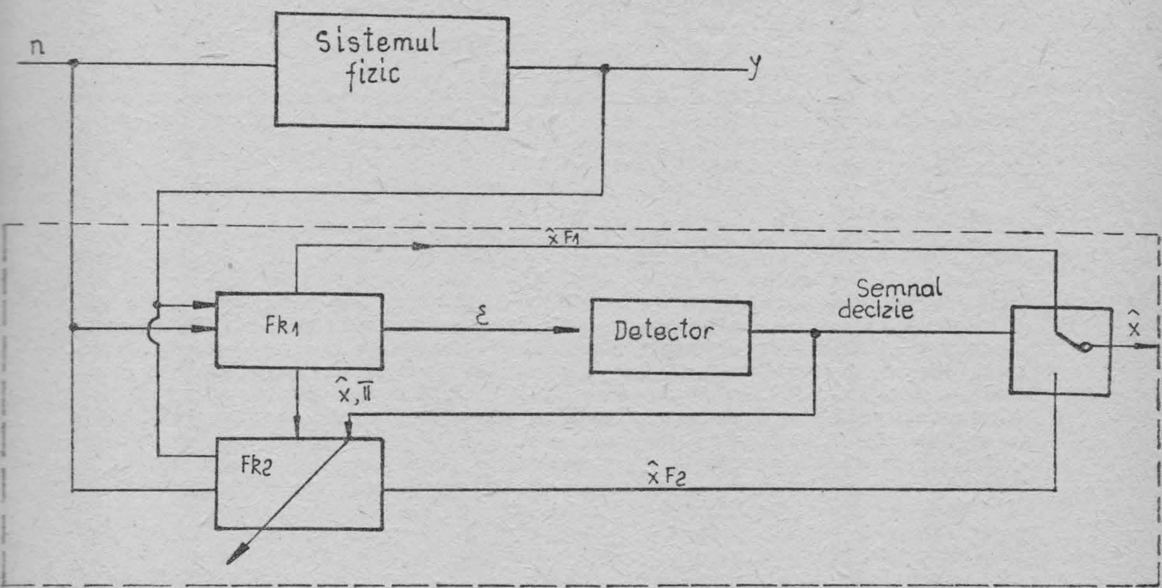


Fig. 3. Schema sistemului de detecţie-estimare cu 2 filtre.

Dacă se consideră deviaţia detectată ε precum şi starea filtrată $\hat{x}$, se prelucrează testele secvenţiale de detecţie pentru a discrimina între ipoteza H_0 (normal) şi H_1 (anormal). Dacă filtrul urmăreşte sistemul fizic secvenţa perturbatorie este nulă şi se satisface condiţia H_0. Efectul unor condiţii anormale (H_1) va duce la o neconcordanţă în model determinînd o statistică a deviaţiilor, iar filtrul nu mai poate urmări starea sistemului. Se propune ca metodă de testare a secvenţei stohastice testul Wald, care este prezentat pe scurt în continuare.

Testul Wald

Considerînd eşantioanele $x_1, \ldots x_k$ din secvenţa de variabile stohastice $X_1 \ldots X_k$, se pune problema de a decide care din cele două ipoteze simple H_0 şi H_1 se confirmă.

Dacă evenimentele sînt independente și X_i au aceleași funcții de densitate $p_0(X_i)$ și $p_1(X_i)$ în ipotezele H_0 și respectiv H_1, se poate defini următorul raport:

$$\lambda_k = \ln \prod_{1}^{k} \frac{p_1(x_i)}{p_0(x_i)}$$

Notîndu-se cu α probabilitatea ca testul să decidă în favoarea ipotezei H_1, iar β probabilitatea în favoarea ipotezei H_0 (pentru simplitate $\alpha=\beta$), se poate formula o regulă de decizie în condițiile în care H_0 (respectiv H_1) este adevărată:

dacă $\lambda_k < -B$ atunci ipoteza H_0 este acceptată

dacă $\lambda_k > B$ atunci ipoteza H_1 este acceptată

dacă $-B < \lambda_k < B$ atunci nu se poate lua nici o decizie

S-a notat cu $B = \ln \frac{1-\alpha}{\alpha}$

Aplicîndu-se regula de mai sus cu relația care definește pe λ_k, evident utilizată în formă recursivă, pot apare întîrzieri suplimentare în detectarea situației H_1. Pentru eliminarea acestor întîrzieri s-au adoptat următoarele modificări:

— se inițializează $\lambda_0=0$.

— se reia forma recursivă a relației pentru λ_k cu $\lambda_k=0$ în cazul în care λ_k ia valori negative.

În cazul în care H_1 este o ipoteză compusă, este posibilă descompunerea într-un număr corespunzător de ipoteze simple, pentru fiecare din ele putîndu-se efectua un test independent. Se obține detectarea ipotezei H_1 dacă cel puțin unul din teste își confirmă propria ipoteză simplă.

Testul poate detecta de asemenea, cu anumite modificări tranziții de la H_1 la H_0 sau de la H_0 la H_1.

Scopul metodei este de a obține o estimare corectă a stării normale și anormale a sistemului, precum și detectarea tranzițiilor H_0—H_1, H_1—H_0. Filtrul FK1 este acordat pe H_0 și estimează starea optimă, în timp ce FK2 este sonectat atunci cînd nivelul deviațiilor de la ieșirea filtrului FK1 devine semnificativ și nu mai poate urmări starea normală a sistemului pe care este acordat (H_0—H_1). Metoda prezentată în 1.3/C2, în care se utilizează filtrul adaptiv, poate detecta o serie de defecțiuni, dar are dezavantajul față de cea prezentată în 1.3/C3 că nu estimează corect starea sistemului atît în perioada normală (H_0), cît și în perioada sa anormală (H_1). Alte caracteristici interesante ale metodei din 1.3/C3 ar fi: detectarea rapidă a tranzițiilor H_0—H_1 și H_1—H_0; utilizarea în procesul de detecție a semnalelor de deviație („Innovation singnals') evitînd necesitatea cunoașterii apriorice a traiectoriei stării de referință, utilizarea unui model relativ simplu pentru sinteza filtrului, etc.

Metoda de identificare a defecțiunilor elementelor constructive ale unui sistem industrial prezentat în articolul 1.3/C5 rezultă din fig. 4. Presupunînd procesul descris matematic prin ecuația $y=f\ (u,\ s,\ n,\ \theta,\ t)$ unde y reprezintă setul semnalelor de ieșire; u, setul semnalelor de intrare; s, setul variabilelor de stare; n, setul semnalelor perturbatoare; θ, setul parametrilor ce variază în timp t, cei trei pași ai metodei constau în:

Pas 1: estimarea parametrilor continui în timp θ ai procesului cu ajutorul calculatorului ținînd seama de legătura intimă dintre elementele sistemului și parametrii care se măsoară. Cîteva metode de estimare a parametrilor ce se pot folosi sînt date ca exemple de autori, cum ar fi metoda celor mai mici pătrate sau a variabilelor instrumentale.

Pas 2: calculul cu ajutorul modelului a coeficienților procesului fizic $P=f(\theta)$ (cum ar fi momentul de inerție, rezistența armăturii, etc.).

Pas 3: clasificarea defecțiunilor prin testul statistic (testul Bayes), identificarea defecțiunilor F.

Rezolvarea problemei se găsește în domeniul recunoașterii formelor și clasificării coracteristicilor. Metoda propusă în articol utilizează o procedură numerică de clasificare statistică de tip Bayesian (filtru discret rădăcină pătratică) ca algoritm de clasificare a formelor.

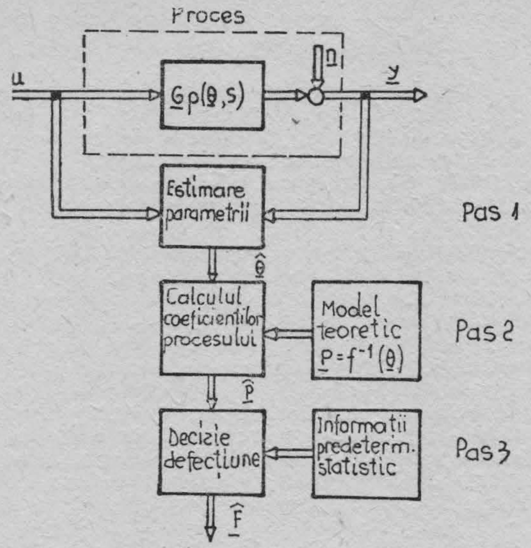


Fig. 4. Metoda de identificare a defecţiunilor în 3 paşi.

Cîteva idei interesante apar în metodologia de detectare şi localizarea defecţiunilor prezentate în 1.3/C6, idei care vor fi trecute în revistă, în articol putîndu-se găsi bazele teoretice pentru paşii propuşi:

1) Cunoaşterea apriorică a stării normale prin cunoaşterea valorilor normale ale parametrilor.

2) Observarea procesului prin identificarea on-line a schimbărilor structurale care duc la modificarea corelată a valorilor parametrilor.

Pentru identificare se utilizează un model în care se defineşnte vectorul structural ca vectorul parametrilor şi vectorul informaţie ca vectorul intrărilor şi al variabilelor de stare, matrice de covarianţă a vectorului parametrilor, care variază cu schimbările structurale din sistem independent de nivelul de zgomot la măsurare, dar depinzînd de vectorul informaţie.

3) Detectarea defecţiunii, în care se lucrează cu testul secvenţial asupra matricii de covarianţă a parametrilor pentru ipotezele H_0 (starea normală) şi H_1 (starea de defecţiune). Se arată că, în practică, datorită buclelor închise de reglare automată valorile parametrilor identificaţi pot aluneca şi din această cauză sînt uneori necesare intrări suplimentare predeterminate, semnale de excitaţie pentru a ajuta identificarea corectă a parametrilor, precum şi o reiniţializare a procedurii de identificare de îndată ce s-a detectat o defecţiune.

4) Localizarea defecţiunii, care se realizează utilizînd proprietăţile variaţiilor fiecărui parametru identificat, stabilindu-se semnăturile fiecărei defecţiuni raportată la variaţia parametrilor. Acest pas este dificil de realizat şi după cum s-a arătat şi în celelalte articole necesită îmbunătăţiri ale metodelor prezentate sau abordări sistematice şi direcţionate pentru rezolvarea exhaustivă a problemei localizării defecţiunilor în procesele industriale.

Se poate observa în concluzie că paşii enumeraţi mai sus sînt urmăriţi de autorii tuturor articolelor din secţiunea prezentată, propunîndu-se diferite tehnici şi metode precum şi căile pentru îmbunătăţire a acestora şi asigurarea detectării şi localizării diferitelor tipuri de defecţiuni din instalaţiile industriale complet automatizate.

BIBLIOGRAFIE

1. *Willsky, A. S.* (1976) **A survey of design methode for failure detection in dynamic systems.** Automatica vol. 12, 601—611.

2. *Candy, J. V., Rozsa, R. B.* (1980) **Safeguards design for a plutonium concentrator-an applied estimation approach.** Automatica, 16, 615—627.

3. *Bonivento, C.* (1983) **On line state estimation and indirect measurement in safeguards systems.** Mathematical and Statistical Methods in Nuclear Safeguards, Harwood. Acad. Publ.

4. *Roger, W. P.* (1971) **Introducton to system safety.** I. Wiley.

5. *Morrison, D. F.* (1967) **Multi-variable statistical method.** McGrow Hill.

6. *Zadeh, L. A.* (1975) **The concept of linguistic variable and its application to approximate reasoning.** Information Science, 8, 199—249, 8, 301—357; 9, 43—80.

7. *Oe, S., Tomita, Y.* (1983). **Failure detection and prediction system by using adaptive digital filter.** IFAC/IFIP symposium on real time digital control application, Guadalajara, Mexico pp 57—63.

8. *Selkäinaho, J., Halme, A., Behbehani, F* (1983) **An efficient nonlinear filter with application experiences on multivariable adaptive control and fault detection.** IFAC Workshop on adaptive systems in control and signal processing.

9. *Iserman, R.* (1982) **„Process fault detection based on modeling and estimation methods"** Proc. 6th IFAC-Symposium on Identification and System Parameter Estimation.

A 6-A CONFERINȚĂ DE SISTEME AUTOMATE ȘI INFORMAȚIONALE ÎN INDUSTRIE

(FACULTATEA DE AUTOMATICĂ A INSTITUTULUI POLITEHNIC BUCUREȘTI, LA 22—25 MAI 1985)

Tradițională manifestare științifică națională, cu participare internațională, organizată — din doi în doi ani — sub egida Ministerului Educației și Învățămîntului, a Consiliului Național pentru Știință și Tehnologie și a Comitetului Național IFAC.

În 1985, lucrările Conferinței s-au desfășurat în 11 secțiuni și anume:

O sumară cercetare a lucrărilor conferinței ne arată prezența a importante cercetări românești în fiecare din secțiuni, ca și existența a cîtorva lucrări substanțiale a unor delegați din străinătate. Sperăm ca să putem oferi cititorilor, în viitoare volume AMC o selecție cît mai completă, cu concursul cadrelor didactice ale catedrei de Automatică, al altor specialiști români și străini.

Secțiunea 1. **TEORIA SISTEMELOR**
Coordonatori: V. Ionescu, A. Halanay

Secțiunea 2. **ALGORITMI DE CONDUCERE.**
Coordonatori: I. Dumitrache, J. Mc. Ghee

Secțiunea 3. **CONDUCEREA CU CALCULATOR A PROCESELOR INDUSTRIALE.**
Coordonatori: T. Ionescu, M. T. Gruescu

Secțiunea 4. **TEHNICI DE MODELARE, IDENTIFICARE ȘI PRELUCRAREA SEMNALELOR.**
Coordonatori: M. Tertișco. P. Stoica

(continuă la pag. 84)

REGLAREA PROCESELOR INDUSTRIALE

Dr. ing. *Th. D. Popescu*
I.T.C.I.

IDENTIFICARE ȘI MODELARE

Lucrările din cadrul *secțiunii 01.3/D* tratează diferite aspecte legate de utilizarea tehnicilor de identificare și modelare în conducerea proceselor industriale, cunoscut fiind rolul pe care modelul matematic al procesului îl are în elaborarea unor strategii eficiente de conducere. Gama proceselor industriale avute în vedere de autori este destul de largă, de la procese din metalurgie la procese din chimie și biotehnologie. O mare diversitate se constată și în ceea ce privește modelele (modele formale, modele cu parametri concentrați sau cu parametri distribuiți), metodele și tehnicile utilizate (off-line, on-line, directe, indirecte, corective). Toate lucrările, fără excepție, reprezintă exemple practice de utilizare a instrumentului teoretic în rezolvarea unor probleme reale.

Lucrarea 01.3/D1 abordează problema selectării modelului formal pentru specificarea software-ului de conducere cu calculator a procesului de cracare catalitică a petrolului. Procesul aparține clasei proceselor chimice continue, pe loturi, caracterizate prin:

— distribuție geografică (pe mai mulți kilometri patrați);
— număr mare de instalații interconectate;
— cerințe de sincronizare hard ale instalațiilor interconectate și/sau proceselor fizice;
— spectru larg de timpi de prelucrare în diferite instalații;
— procese ciclice, cu diferite perioade, funcție de natura tehnologiei;
— cerințe de fiabilitate ridicată, cauzate de prezența temperaturilor și presiunilor înalte, compușilor nocivi și/sau de hazard;
— mici modificări frecvente în instalațiile tehnologice și de comandă, ca urmare a întreținerii și modernizării.

Deciziile luate și activitățile efectuate prin sistemul de conducere a procesului constau în decizii strategice și tactice și respectiv în execuții ale deciziilor tactice. La nivelul strategic se determină cantitatea de agent catalitic necesară, în timp ce la nivelul tactic se stabilesc sarcinile pentru fiecare unitate tehnologică, pe baza deciziei strategice. La nivelul execuției deciziilor tactice sînt implementate acțiunile de comandă ale fiecărei unități tehnologice, prin măsurarea parametrilor instalației și determinarea, în urma unor calcule, a comenzilor.

Autorii se concentrează, în special, asupra investigării structurii și comportării programelor care implementează deciziile tactice, celelalte programe pentru rezolvarea problemelor strategice și tactice aparținînd clasei programelor de prelucrare a datelor, comune tuturor aplicațiilor de conducere cu calculator a proceselor industriale.

Ilustrarea utilizării modelelor formale pentru specificarea software-ului de conducere a procesului este făcută pentru procedura de încărcare a reactorului, un anumit număr de componente necesitînd a fi încărcate în reactor într-o secvență fixată, momentele de timp pentru încărcare și cantitățile din fiecare componentă fiind determinate prin calcul. Încărcarea reactorului este descrisă prin trei formalisme diferite. Toate aceste formalisme se bazează pe conceptul *proces de comunicație secvențială*, deși două dintre ele (rețelele Petri și modelul agregat) au fost introduse înainte ca acest concept să fi fost explicit stabilit în domeniul științei calculatoarelor. Prezentăm sumar, în continuare, cele trei modele utilizate.

Teoria rețelelor Petri și extensiile sale reprezintă unul din cele mai utilizate formalisme pentru descrierea activităților paralele și/sau secvențiale, fiind introdusă încă din 1962, iar în 1982 fiind anunțat, ca disponibil comercial, primul sistem software pentru validarea rețelelor Petri. Rețeaua Petri reprezintă un graf bipartit, cu două tipuri de elemente: un cerc reprezentînd o situație și un arc reprezentînd o tranziție.

În mod obișnuit, o tranziție este interpretată ca o activitate, iar o situație — ca o condiție necesară pentru activitate. În cazul lucrării, situația este interpretată ca o activitate, iar tranziția reprezintă condițiile necesare pentru executarea activității. Elemente legate de descrierea formală a rețelelor Petri și aplicarea acestora în cadrul sistemelor de comandă pot fi găsite în lucrările elaborate de Peterson (1981) și respectiv Nader (1980).

Încărcarea reactorului în termenii rețelelor Petri include nouă activități, din motive tehnice unele dintre acestea fiind împărțite în subactivități. Principalele subrețele, cu aplicație directă în realizarea sistemului de comandă, pe care autorii le detaliază sînt măsurarea periodică a datelor și verificarea duratei activităților.

Al doilea tip de model utilizat, modelul agregat al încărcării reactorului, a fost dezvoltat pentru a asista analiștii de sistem în analiza și descrierea sistemelor mari. În concordanță cu această abordare, un sistem constă dintr-un set finit de elemente agregate împreună cu descrierea interacțiunilor lor. O descriere detaliată a acestei abordări este prezentată de Buslenko și colegii (1973). Această abordare a fost utilizată pentru modelarea obiectului condus și a sistemului de comandă. Încărcarea reactorului, în termenii modelului agregat, include nouă elemente agregate, care implementează activitățile specifice încărcării, descrierea completă a încărcării necesitînd descrierea comportării fiecărui element agregat printr-un formalism matematic.

Cea de-a treia abordare, modelul Quirk, introdus de Quirk și Gilbert (1971), deși dezvoltat independent de modelul agregat, are multe elemente comune cu acesta, diferențele minore care apar fiind datorite obiectivelor diferite ale modelării.

Corespunzător modelului Quirk, un sistem este specificat ca un set de procese de comunicație secvențială. Un proces corespunde, aproximativ, unei activități care apare în încărcarea reactorului. Comunicația dintre procese este descrisă prin canale care transferă o stare a unui proces „producător" la unul „consumator". Procesele sînt executate ciclic, fiecare execuție furnizînd o nouă evaluare a stării. Canalele pot selecta stări al căror transfer se realizează corespunzător restricțiilor de timp impuse și sînt utilizate atît pentru transferul semnalelor, cît și al datelor.

Pentru specificarea software-ului de conducere nu este necesar să se cunoască ceea ce se întîmplă în cadrul fiecărui proces, iar pentru stabilirea proprietăților dinamice ale sistemului viitor sînt necesare numai anumite caracteristici de timp ale proceselor și canalelor.

Cele trei modele prezentate sînt comparate prin prisma următoarelor criterii:

— adecvanța pentru descrierea proprietăților aplicației;

— adecvanța pentru specificarea software-ului de conducere și pentru utilizarea ulterioară în proiectarea/implementarea acestuia;

— adecvanța pentru evaluarea proprietăților sistemului software care se va implementa.

Din punct de vedere al inginerului tehnolog, modelul agregat și modelul Quirk sînt practic echivalente, ele prezentînd lista de activități specifice și descriind interacțiunile dintre aceste activități.

Modelele necesită date legate de descrierea fiecărui element agregat, referitoare la intrări, semnale de comandă și ieșiri, caracteristici de timp (modelul agregat), sau determinarea tipului de stare a procesului și a restricțiilor de timp ce apar în timpul execuției și interacțiunii acestuia (modelul Quirk).

Modelul de tip rețea Petri conține multe detalii tehnice, prin urmare este mai complicat de urmărit, dar necesită un minim de informații adiționale.

Din punct de vedere al programatorului, modelul Quirk este superior celorlalte modele. Rețelele Petri și modelul Quirk sînt aproape echivalente din punct de vedere al analizei proprietăților structurale ale specificației software-ului de conducere.

În urma analizei comparative a celor trei tipuri de modele, autorii ajung la concluzia că modelul Quirk este cel mai adecvat specificării software-ului de con-

ducere cu calculator a proceselor chimice pe loturi, printre avantajele deosebite ale acestuia menţionînd capacitatea sa de a manipula procese ce lucrează cu frecvenţe diferite, în raport cu reţelele Petri, mai buna descriere a interacţiunilor, în raport cu modelul agregat, precum şi posibilităţile sale de analiză explicită a cerinţelor de timp ale proceselor în raport cu celelalte abordări.

O interesantă abordare a controlului solidificării în procesele de turnare continuă este prezentată în *lucrarea 01.3/D2*. Procesul de turnare continuă joacă un rol important în îmbunătăţirea calităţii oţelului şi reducerea costurilor de fabricaţie, ridicînd însă un număr de probleme ce trebuie soluţionate: comportarea nestaţionară a vitezei de turnare la începutul şi sfîrşitul etapei de turnare şi în momentul schimbării oalei de turnare, dificultăţi de turnare datorite creşterii conţinutului în niobiu, vanadiu etc., ca urmare a cerinţelor de calitate formulate de cumpărători, controlul strict al temperaturii în timpul procesului de turnare pentru obţinerea continuă de lingouri avînd o temperatură corespunzătoare laminării directe a acestora. O soluţionare efectivă a acestor probleme se realizează prin urmărirea strictă a temperaturii de răcire, chiar în timpul evoluţiei în regim nestaţionar a stării procesului, sau în prezenţa perturbaţiilor. Pînă în prezent, în cadrul procesului de răcire secundară se utiliza o tehnică de reglare în cascadă, în care debitul agentului de răcire era comandat în funcţie de viteza de turnare, metoda utilizată nereuşind să menţină constant procesul de răcire în toate zonele, în special în cazul unui regim nestaţionar.

Autorii, în scopul soluţionării problemelor menţionate anterior, elaborează două modele de conducere on-line: pentru comanda formei evoluţiei temperaturii suprafeţei şi pentru menţinerea punctului de solidificare completă.

Primul model, pentru comanda formei evoluţiei temperaturii suprafeţei, poate estima modelul de solidificare on-line al metalului şi realiza comanda optimală a răcirii secundare, în timp ce modelul al doilea permite deplasarea sau menţinerea punctului de solidificare completă.

Modelul de comandă a formei evoluţiei temperaturii suprafeţei a permis îmbunătăţirea calităţii suprafeţelor de turnare în regim nestaţionar. Cele două modele contribuie efectiv la obţinerea unei producţii stabile de produse turnate la temperatură înaltă pentru laminare directă.

Lucrarea 01.3/D3 dezvoltă şi testează o schemă de filtrare distribuită secvenţială pentru estimarea temperaturii şi a compoziţiei, în cadrul unui reactor de producere a stirenului prin dehidrogenare termică a etilbenzenului, şi pentru identificarea activităţii catalitice. Sistemul este distribuit în timp şi spaţiu şi este nelinear în stări. Deoarece activitatea catalitică este lentă în raport cu dinamica stării, autorii utilizează o abordare în spaţiul stărilor cvasistaţionară. După descrierea procesului şi a modelului matematic sînt introduse două filtre: o structură de filtrare cu parametri distribuiţi, secvenţială, care lucrează în regim staţionar pentru estimarea stărilor, în special a temperaturii şi profilelor compoziţiei, şi o altă, cu parametri concentraţi, care lucrează în regim dinamic pentru identificarea activităţii catalitice lent-variabile.

Taskurile implicate în realizarea on-line a identificării, estimării şi conducerii instalaţiei pot fi grupate în două categorii: o primă categorie include taskurile de comandă locală critice în raport cu timpul, iar cea de-a doua — taskurile pentru estimare şi identificare, mai puţin critice în raport cu timpul. În cadrul sistemului distribuit de reglare, prima categorie de taskuri sînt executate pe un microcalculator, iar cea de a doua, pe un minicalculator. Aceasta a impus dezvoltarea a două programe separate multi-task FORTRAN, care se execută concurent şi care comunică între ele.

Primul dintre aceste programe este executat pe un microcalculator Data General MP/100 şi realizează culegerea datelor şi comanda locală a instalaţiei pilot de stiren, fiind compus din trei taskuri principale: intrare/ieşire proces, intrare/ieşire consolă, comunicaţie între calculatoare şi un task supervizor, pentru programare. Din cele trei taskuri principale, prioritatea cea mai mare o are taskul intrare/ieşire, proces care realizează toată achiziţia de date şi comanda locală a instalaţiei pilot. Taskul de comunicaţie între calculatoare realizează manipularea datelor ce se expe-

diază/recepționează de la un minicalculator Data General Eclipse S-130. Datele expediate minicalculatorului sînt cele necesare realizării calculelor de filtrare, iar cele primite de microcalculator de la minicalculatorul Eclipse constau din rezultate obținute în urma estimării și identificării procesului. În sfîrșit, taskul intrare/ieșire consolă realizează comunicația dintre microcalculator și operatorul de la consolă, permițînd utilizatorului analiza datelor din proces și interacțiunea cu instalația pilot.

Cel de-al doilea program, scris în limbajul FORTRAN pentru lucrul în timp real pe minicalculatorul Eclipse, rezolvă ecuațiile modelului matematic, realizează calculele de filtrare pentru filtrul distribuit staționar și pentru cel dinamic, recepționează și expediază date de la/la microcalculator, recepționează și memorează valorile măsurate și rezultatele obținute în urma calculelor efectuate, într-un fișier de pe disc.

Numărul variabilelor de stare ale procesului fiind 11 (10 componente chimice distincte și temperatura), tratarea completă a filtrării profilului în regim staționar necesită calculul matricelor de covarianță și amplificare P și K de dimensiune 11 pe 11, ceea ce implică rezolvarea a 66 ecuații cu derivate parțiale cuplate. În scopul reducerii efortului de calcul și a necesarului de memorie calculator pentru implementarea on-line a filtrului, s-a decis estimarea on-line numai a temperaturii și a încă două componente esențiale: etilbenzenul și stirenul (aceasta implică calculul matricei de covarianță P, 3×3, ceea ce înseamnă rezolvarea numai a 6 ecuații cu derivate parțiale cuplate). Stările care nu sînt estimate direct din ecuațiile filtrului se determină direct din modelul matematic. Soluția modelului matematic complet necesită rezolvarea simultană a 11 ecuații cu derivate parțiale. Acest model a fost de asemenea simplificat prin neglijarea efectului unor variabile, numărul ecuațiilor modelului fiind redus de la 11 la 6, eroarea nominală obținută în urma simplificării fiind găsită a fi mai mică de 1%, situîndu-se în cadrul limitelor incertitudinii modelului folosit pentru filtrare. În urma acestor simplificări, numărul ecuațiilor cu derivate parțiale utilizate pentru estimarea on-line a stării s-a redus la 12. În ceea ce privește filtrul dinamic pentru activitatea catalitică nu s-a efectuat nici o simplificare a acestuia. Timpul total de calcul pentru rezolvarea modelului matematic, filtrarea în regim staționar și filtrarea în regim dinamic pe minicalculatorul Elipse a fost de 20 minute, implementarea fiind fezabilă, măsurările fiind disponibile la fiecare 35 de minute.

Rezultatele programului experimental, care a durat o perioadă continuă de zece zile, au demonstrat eficacitatea identificării on-line a instalației și utilitatea sistemului distribuit de mini/microcalculatoare.

O metodă efectivă pentru detectarea și localizarea din timp a scurgerilor în conductele de transport lichide sau gaze este prezentată în *lucrarea 01.3/D4*. Metoda se bazează pe utilizarea unui observer de stare adaptiv nelinear și a unei tehnici de corelație speciale.

Descrierea matematică utilizată pentru dinamica conductei provine din modelarea teoretică a conductelor de lichid și de gaz. În condițiile unor ipoteze simplificatoare (secțiune constantă, debit turbulent, temperatură constantă, neglijarea efectelor pereților conductei, etc.) se obține următoarea reprezentare de stare a modelului:

$$\underline{x}^{k+1}=\underline{A}^{-1}\left[\underline{f}(\underline{x}^{k}, \underline{x}^{k-1}, \lambda, \underline{h})+\underline{s}(p_0^{k+1}, p_N^{k+1}\right]$$

$$\underline{y}^{k+1}=\begin{bmatrix} q_0^{k+1} \\ q_N^{k+1} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 1,0, \ldots\ldots\ldots 0 \\ 0,0, \ldots 0,1, \ldots 0 \end{bmatrix}\underline{x}^{k+1} \tag{1}$$

cu vectorul de stare:

$$\underline{x}^{k}=\left[q_0^k, q_2^k, \ldots, q_N^k, p^k, p_3^k, \ldots, p_{N-1}^k\right]^T$$

și cu

λ — coeficientul de frecare;
h — vectorul de corecție a înălțimii pentru reprezentarea discretă a conductei din fig. 1.

Efectul unei scurgeri la locaţia z_L, care produce o pierdere de debit q_L, conduce la următorul model al conductei:

$$\underline{x}^{k+1}=\underline{A}^{-1}\left[\underline{f}(\underline{x}^k, \underline{x}^{k-1}, \lambda, \underline{h})+\underline{s}\left(p_0^{k+1}, p_N^{k+1}\right)\right]+\underline{l}q_L \quad (2)$$

unde l este un vector de influenţă a scurgerii, care depinde de locaţia acesteia. Ecuaţiile (2) se utilizează ca relaţii de bază pentru detectarea scurgerii.

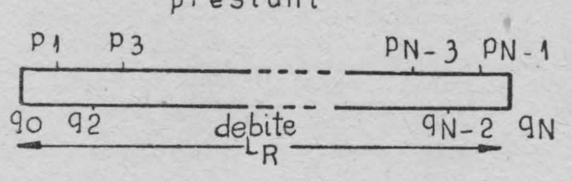


Fig. 1. Reprezentarea discretă de stare a conductei.

În scopul detectării scurgerilor pentru o gamă largă de condiţii de operare, autorii utilizează modele nelineare ale conductelor, ceea ce a condus la introducerea unor observere de stare nelineare. Cea mai mare parte din coeficienţii ecuaţiilor (1) sînt cunoscuţi cu precizie destul de bună, cu excepţia coeficientului de frecare λ, care poate de asemenea varia în timp. Aceasta a impus estimarea sa on-line prin metoda celor mai mici pătrate, pentru care se utilizează un observer de stare adaptiv. Prin această abordare, efectul scurgerii nu este compensat de către observer, coeficientul de frecare estimat nemodificînd soluţia în regim staţionar a bilanţului masic.

Structura care rezultă pentru dispozitivul de supraveghere a apariţiei unor scurgeri într-o conductă şi care include observerul şi monitorul conductei este reprezentată în fig. 2.

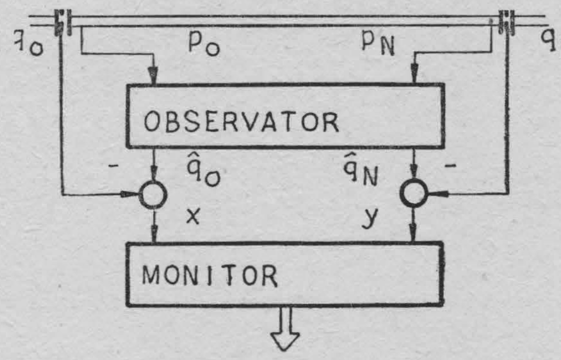


Fig. 2. Structura sistemului de detectare a scurgerilor.

Ecuaţiile corespunzătoare acesteia sînt:
pentru conductă:

$$\begin{aligned}\underline{x}^{k+1}&=\underline{A}^{-1}\left[\underline{f}(\underline{x}^k, \underline{x}^{k-1}, \lambda, \underline{h})+\underline{s}(p_0^{k+1}, p_N^{k+1})\right]+\underline{l}q_L\\ \underline{y}^{k+1}&=[1,0,\ldots,1,0,\ldots,0]\underline{x}^{k+1}\end{aligned} \quad (3)$$

pentru observer:

$$\begin{aligned}\hat{\underline{x}}^{k+1}&=\underline{A}^{-1}\left[\underline{f}(\hat{\underline{x}}^k, \hat{\underline{x}}^{k-1}, \hat{\lambda}, \underline{h})+\underline{s}(p_0^{k+1}, p_N^{k+1})\right]\\ \hat{\underline{y}}^{k+1}&=[1,0,\ldots,1,0,\ldots,0]\hat{\underline{x}}^{k+1}\end{aligned}$$

pentru reziduuri:

$$\underline{e}^k = \begin{bmatrix} x(k) \\ y(k) \end{bmatrix} = \underline{y}^k - \hat{\underline{y}}^k$$

Algoritmul de luare a unei decizii privind prezența sau absența unei scurgeri se bazează pe calculul funcției de intercorelație dintre reziduurile x(k) și y(k):

$$\varnothing_{xy}(\tau) = E[x(k)y(k+\tau)] \tag{5}$$

avînd ca rezultat (teoretic):

$$\varnothing_{xy}(\tau) = \begin{cases} 0 & \text{absentă scurgere} \\ -f(q_L, z_L) & \text{prezentă scurgere} \end{cases}$$

Calculul acestei funcții se realizează cu un filtru recursiv de ordinul întîi:

$$\hat{\varnothing}_{xy}(\tau, k) = K\hat{\varnothing}_{xy}(\tau, k-1) + (1-K)x(k)y(k+\tau) \tag{6}$$

În scopul reducerii efectelor zgomotului, se utilizează următorul criteriu de alarmă:

$$\varnothing_{xy\Sigma}(k) = \sum_{\tau=-M}^{M} \hat{\varnothing}_{xy}(\tau, k) \tag{7}$$

care este foarte sensibil chiar la mici scurgeri. În aceste condiții, alarma este dată numai după depășirea unui anumit prag de alarmă, definit de către utilizator.

După detectarea unei scurgeri, estimarea parametrului λ încetează și se localizează scurgerea. Introducînd suma funcției de autocorelație:

$$\varnothing_{xx\Sigma}(k) = \sum_{\tau=-M}^{M} \hat{\varnothing}_{xx}(\tau, k) \tag{8}$$

și

$$\varnothing_{yy\Sigma}(k) = \sum_{\tau=-M}^{M} \hat{\varnothing}_{yy}(\tau, k) \tag{9}$$

locul de producere a scurgerii se estimează cu relația:

$$\hat{z}_L(k) = L_R / \left(1 - \frac{\varnothing_{xx\Sigma}(k)}{\varnothing_{yy\Sigma}(k)}\right) \tag{10}$$

L_R reprezentînd lungimea conductei. Debitul ce se pierde în urma scurgerii se determină din ecuația de bilanț dinamic:

$$\hat{q}_L(k) = E[x(k) - y(k)] \tag{11}$$

Valabilitatea metodei este demonstrată de autori prin rezultatele obținute în simulare, sau experimentale pentru diferite conducte de lichid și de gaz. Metoda prezentată, deși destul de generală, trebuie adaptată pentru fiecare configurație de conductă. În acest sens autorii propun o strategie asistată de calculator pentru ajustarea corespunzătoare a unor coeficienți și a pragului de alarmă, care intervin în algoritmul de detectare și localizare a scurgerii. Programele rezultate, pentru conducte de lichide și gaze, sînt implementate pe un minicalculator PDP 11/34 și pe un microcalculator LSI-11/23 avînd în configurație un disc, un display grafic și un plotter. Configurația menționată este utilizată numai în faza de determinare asistată de calculator a parametrilor algoritmului, rutina de detectare și localizare a scurgerii putînd fi implementată pe un microcalculator.

În *lucrarea 01.3/D5* sînt prezentate mai multe metode de identificare în buclă închisă care se utilizează în cadrul conducerii inferențiale. Conducerea inferențială reprezintă o schemă de conducere în buclă închisă specială care face uz explicit de modelul procesului condus.

În ceea ce privește determinarea modelului unui proces funcționînd în buclă închisă sînt posibile următoarele abordări:

a) *abordarea directă:* sînt măsurate intrările și ieșirile procesului pe baza cărora se determină parametrii procesului ca și cum acesta ar lucra în buclă deschisă;

b) *abordarea indirectă:* sînt măsurate intrările și ieșirile procesului funcționînd în bucla închisă, pe baza cărora se determină parametrii procesului, în general, prin identificarea explicită a funcției de transfer în buclă închisă.

c) abordarea corectivă: parametrii procesului sînt estimați din observațiile asupra intrărilor și ieșirilor procesului, cu luarea în considerare a reacției prin corecții explicite (filtrare), în cadrul unei scheme iterative.

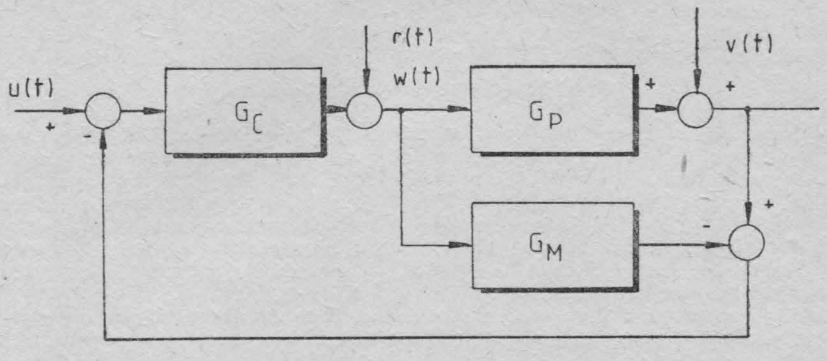


Fig. 3. Schema de comandă inferențială.

Efortul autorilor se concentrează pe elaborarea unor metode de identificare în buclă închisă și testarea lor în cadrul unei scheme de comandă inferențială reprezentate în fig. 3, unde

G_P este funcția de transfer a procesului

$$G_P(z) = \frac{B_P(z)}{1+A_P(z)} = \frac{b_{P_0}+b_{P_1}z^{-1}+\ldots+b_{P_n}z^{-n}}{1+a_{P_1}z^{-1}+\ldots+a_{P_n}z^{-n}}$$

G_M este funcția de transfer a modelului:

$$G_M(z) = \frac{B_M(z)}{1+A_M(z)} = \frac{b_{M_0}+b_{M_1}z^{-1}+\ldots+b_{M_n}{}^{-n}}{1+a_{M_1}z^{-1}+\ldots+a_{M_n}z^{-n}}$$

și G_C este funcția de transfer a regulatorului dată de relația:

$$G_C(z) = G_F(z)/G_M(z)$$

unde

$$G_F(z) = \frac{B_F(z)}{1+A_F(z)} = \frac{b_{F_1}z^{-1}+\ldots+b_{F_k}z^{-k}}{1+a_{F_1}z^{-1}+\ldots+a_{F_m}z^{-m}}$$

reprezintă funcția de transfer ideală a sistemului în buclă închisă.

Funcţia de transfer în buclă închisă, dintre mărimea de referinţă u(t) şi ieşirea y(t), rezultă de forma:

$$G(z) = \frac{G_F(z)\,G_P(z)}{G_M(z)+G_F(z)[G_P(z)-G_M(z)]}$$

Ultima ecuaţie indică faptul că, în regim staţionar, funcţia de transfer în bucla închisă, $G_{ss}=1$, dacă $G_{F\,ss}=1$. De asemenea, dacă modelul urmăreşte procesul, adică dacă $G_M(z)=G_P(z)$, atunci $G(z)=G_F(z)$. La fel, funcţia de transfer în buclă închisă dintre perturbaţia v(t) şi ieşirea y(t) rezultă de forma:

$$G_V(z) = \frac{1-G_F(z)}{G_F(z)} \cdot \frac{G_M(z)}{G_P(z)} \cdot G(z)$$

Aceasta înseamnă că $G_{V_{ss}}=0$, dacă $G_{F_{ss}}=1$ şi

$$G_V(z)=1-G_F(z), \text{ dacă } G_M(z)=G_P(z).$$

În lucrare sînt prezentaţi şase algoritmi de identificare. Doi algoritmii sînt din clasa tehnicilor directe, utilizînd metoda celor mai mici pătrate: unul de tip eroare de predicţie, celălalt de tip eroare model. Alţi doi algoritmi aparţin clasei tehnicilor indirecte: unul utilizînd proprietăţile speciale ale conducerii inferenţiale într-o schemă simplă, celălalt reprezentînd o metodă mai generală şi mai complexă. Ultimii doi algoritmi sînt de tip corectiv, unul reprezentînd o variantă generală a metodei variabilei instrumentale, iar celălalt o metodă de estimare explicită a zgomotului, limitată la comanda inferenţială.

Toţi algoritmii au fost evaluaţi utilizînd date analitice şi/sau obţinute prin simulare, şi au fost comparaţi cu metoda clasică a celor mai mici pătrate, utilizînd următorul indice de precizie:

$$q = \frac{\|\hat{f}-f\|}{\|f\|}$$

unde f este vectorul parametrilor procesului, iar $\hat{f}$ — valoarea estimată a sa. $\|\cdot\|$ reprezintă norma euclidiană.

O interesantă aplicaţie a tehnicilor de identificare şi estimare a parametrilor sistemelor în domeniul biotehnologiei este prezentată în *lucrarea 01.3/D6*. Obiectivul principal al lucrării îl constituie studiul în detaliu, utilizarea şi acordarea filtrului Kalman extins şi a unora din variantele sale simplificate, la estimarea biomasei microbiene uscate şi a vitezei sale specifice de modificare, în cadrul unui proces de fermentaţie pe loturi. Culturile pe loturi au fost realizate în cadrul unui rezervor de fermentaţie prevăzut cu instalaţii de agitare şi de circulaţie a aerului. Baza datelor utilizate pentru estimare au constituit-o vitezele evoluţiei bioxidului de carbon şi consumului de oxigen, fiind utilizate modele de creştere şi de observare.

După determinarea într-o primă etapă a unui model general al procesului, autorii utilizează cinci tehnici de filtrare nelineară, bazate pe filtrul Kalman extins, pentru obţinerea unor scheme aproximative de estimare a parametrilor procesului de creştere. Modelele obţinute, corespunzătoare celor 5 tipuri de filtre: filtrul Kalman extins, filtrul cu factor de amplificare decuplat, filtrul cu matrice constantă, filtrul cu factor de amplificare constant şi schema de integrare directă, au fost studiate în simulare pe un calculator UNIVAC 1100/60, iar pentru reprezentarea rezultatelor s-a utilizat pachetul grafic GPGS. Ca metodă de integrare s-a utilizat metoda Runge-Kutta-Gill de ordinul 4. Măsurările asupra evoluţiei variabilei CO_2 s-au generat la intervale de timp de 10 minute, iar pasul de integrare a fost de 6 secunde.

Testările preliminare ale celor cinci algoritmi de filtrare au condus la concluzia că filtrele se comportă aproximativ la fel de bine cînd se utilizează valori iniţiale corecte pentru parametri estimaţi.

Estimarea parametrilor în model s-a efectuat off-line pe baza datelor obținute, în urma mai multor experimente de cultură, utilizînd metoda Newton-Raphson. După estimarea parametrilor modelului, acesta a fost utilizat pentru estimarea on-line a biomasei uscate în timp real, pe baza vitezei de evoluție măsurată a CO_2 din rezervorul de fermentație, folosind filtrul Kalman extins sau o schemă de integrare directă.

ANALIZA INTERACȚIUNII ȘI DECUPLAREA

Lucrările prezentate în cadrul *secțiunii 01.3/E* sînt dedicate aplicațiilor de conducere a unor instalații și procese dintre cele mai diverse: coloane binare de distilare [01.3/E1], instalații de turnare sub presiune [01.3/E2], procese de fermentație microbiologică [01.3/E3], sisteme cinetice [01.3/E4], complexe de acceleratoare de particule [01.3/E5], toate utilizînd tehnici de analiză și decuplare a interacțiunilor.

Prezentăm în continuare cîteva din problemele dezbătute în cadrul acestei secțiuni.

Lucrarea 01.3/E1 prezintă unele rezultate privind posibilitățile de utilizare a amplificării relative Bristol în analiza interacțiunii sistemelor de conducere a proceselor multivariabile. Metoda originală, elaborată de Bristol, nu ia în considerare efectul dinamic al procesului în calculul amplificării relative în regim staționar, dar există însă unele încercări de analiză a interacțiunii prin calculul amplificării relative dinamice. Rămîn de rezolvat însă două probleme: (i) Care este condiția ca amplificarea relativă în regim staționar să poată fi utilizată ca standard de comparare a interacțiunii sistemelor de conducere multivariabile? (ii) Poate fi utilizată amplificarea relativă dinamică pentru compararea interacțiunilor la orice sistem dinamic?

Pentru un sistem de comandă multivariabil cu n variabile comandate și n variabile manipulate, amplificarea relativă λ_{ij} a variabilei comandate c_i la variabila manipulată m_j se definește astfel:

$$\lambda_{ij} = \left.\frac{\partial c_i}{\partial m_j}\right|_m \Bigg/ \left.\frac{\partial c_i}{\partial m_j}\right|_c \qquad (1)$$

unde $\delta c_i/\delta m_j|_m$ reprezintă amplificarea procesului de la c_i la m_j cu toate celelalte n—1 bucle funcționînd în circuit deschis, și $\delta c_i/\delta m_j|_c$ reprezintă amplificarea procesului de la c_i la m_j cu toate celelalte n—1 bucle funcționînd în circuit închis.

Toate amplificările relative pot fi ordonate într-o matrice $n \times n$ (Bristol) cu proprietatea că suma tuturor elementelor din cadrul unei linii sau coloane a matricei este egală cu unitate.

$$\Lambda = \begin{array}{c|cccccc} & m_1 & m_2 & \dots & m_j & \dots & m_n \\ \hline c_1 & \lambda_{11} & \lambda_{12} & \dots & \lambda_{ij} & \dots & \lambda_{1n} \\ c_2 & \lambda_{21} & \lambda_{22} & \dots & \lambda_{2j} & \dots & \lambda_{2n} \\ . & . & . & \dots & . & \dots & . \\ c_i & \lambda_{i1} & \lambda_{i2} & \dots & \lambda_{ij} & \dots & \lambda_{in} \\ . & . & . & \dots & . & \dots & . \\ c_n & \lambda_{n1} & \lambda_{n2} & \dots & \lambda_{nj} & \dots & \lambda_{nn} \end{array}$$

În cazul utilizării răspunsului la frecvență, amplificarea relativă (1) este evident o funcție de frecvență. În consecință, calculul amplificării dinamice relative devine foarte complicat și aceasta devine dificil de utilizat în proiectarea sistemelor de reglare.

Din aceste motive, mai mulți autori utilizează în analiza și proiectarea sistemelor de reglare amplificarea relativă staționară, subliniind faptul că evaluarea

amplificării dinamice nu este necesară în cele mai multe dintre cazuri, importantă fiind asigurarea stabilității în regim staționar.

În prezenta lucrare, autorul demonstrează că utilizarea ambelor amplificări prezintă unele limitări. Sistemul analizat reprezintă o coloană de distilare binară cu 2 intrări și 2 ieșiri și este studiat în simulare pe un calculator ACOS-400. Plecînd de la un model de bază al instalației, autorul modifică amplificările în regim staționar și dinamic ale procesului pe diferite canale obținînd 15 sisteme de reglare. În fiecare din buclele individuale s-au utilizat regulatoare de tip PI ce au fost acordate separat utilizînd criteriul Ziegler-Nichols. Interacțiunile dinamice sînt comparate prin răspunsurile obținute la aplicarea ca mărimi de referință ale regulatorului a unor mărimi de tip treaptă identice.

Rezultatele simulărilor au scos în evidență o limitare a amplificării relative, ca indice de măsură a interacțiunii sistemelor de reglare multivariabile. Numai dacă termenii dinamici ai factorilor de amplificare corespunzători, în sistemele care se compară, sînt identici sau foarte apropiați, semnele termenilor de amplificare corespunzători sînt de asemenea identice și diferența dintre valorile amplificării staționare pe canalele de interacțiune în fiecare sistem nu este prea mare, atunci amplificarea relativă staționară poate fi utilizată drept indice de măsură a interacțiunii sistemelor de reglare.

Pentru sistemele la care amplificările dinamice relative sînt identice, pot apare răspunsuri dinamice destul de diferite, dacă distribuțiile semn ale amplificărilor procesului sau distribuțiile numerice ale amplificărilor în regim staționar, în canalele de interacțiune, sînt distincte. Astfel, lucrarea scoate în evidență pentru prima oară faptul că amplificarea relativă dinamică nu poate fi utilizată drept criteriu de comparare a interacțiunilor pentru toate tipurile de sisteme multivariabile.

Lucrarea 01.3/E2 abordează reglarea prin decuplare a unei mașini de turnat prin injecție, tehnologie de mare importanță ca urmare a înlocuirii continue a componentelor metalice ale mașinilor și instalațiilor prin componente din material plastic. Lucrarea prezintă unele îmbunătățiri aduse cilindrului încălzitor al mașinii de turnat prin injecție, reglarea presiunii și temperaturii, unele aspecte privind generarea căldurii prin rotirea șurubului de presiune și aproximarea sistemului real cu parametri distribuiți printr-unul linear cu parametrii concentrați.

Principalele secțiuni ale lucrării sînt dedicate următoarelor subiecte:

— analiza caracteristicilor termice ale cilindrului încălzitor în timpul generării și transferului de căldură la debitul de masă plastică;

— modelarea procesului termic printr-un sistem multivariabil cu parametri concentrați;

— decuplarea modelului de mai sus și compensarea decuplării insuficiente, datorate caracteristicilor de sistem cu parametri distribuiți ale procesului;

— investigarea modului de dispunere a încălzitoarelor în scopul decuplării și raționalizării procesului de transfer a căldurii;

— propunerea de noi metode de reglare a presiunii și temperaturii din punct de vedere sintetic, obiectivul final al lucrării constituindu-l o nouă proiectare sintetică a mașinii de turnat prin injecție.

Obiectivul *lucrării 01.3/E3* îl constituie comanda numerică totală a unui proces microbiologic pe loturi.

Procesul de fermentație care reprezintă obiectul de studiu este un proces biochimic în care diferitele componente organice reacționează prin intermediul metabolismului microorganismelor vii. Din punct de vedere tehnologic, acesta poate fi considerat un proces autocatalitic. Reacțiile care pot avea loc în cadrul unui astfel de proces pot fi aerobe, anaerobe sau fotosintetice. Procesul în studiu este un proces microbiologic reprezentativ pentru producerea antibioticelor și include următoarele etape de bază: verificarea condițiilor de punere în funcțiune, controlul ermeticității, sterilizarea, încărcarea, sterilizarea, implantarea microorganismelor, încheierea procesului de fermentație și evacuarea conținutului reactorului.

Funcțiunile sistemului de conducere a procesului se realizează în cadrul a trei secțiuni principale care comunică între ele. Aceste trei secțiuni: secțiunea de calcul a comenzii, secțiunea de supraveghere a intrărilor și ieșirilor și secțiunea de co-

mandă secvenţială realizează funcţiuni de comandă şi supraveghere pentru fiecare punct din proces conectat la sistem. Fiecare din cele trei secţiuni are acces la o bază de date care conţine valorile curente ale parametrilor asociaţi fiecărui punct controlat din cadrul procesului; de asemenea operatorul are acces la unii din aceşti parametri prin intermediul consolei operator.

Toate programele sînt scrise în limbajul SOPL (Sequence Oriented Procedural Language), limbaj de programare de nivel înalt, utilizat în cadrul sistemului Honeywell TDC-2000. Structura fiecărei secvenţe SOPL este legată direct de cea a unui proces pe loturi care reprezintă o serie de evenimente principale, împărţite în evenimente secundare. În SOPL, evenimentele secundare se numesc paşi şi sînt definite prin instrucţiuni „paşi", iar evenimentele principale se numesc faze şi se definesc prin instrucţiuni „faze". Fiecare secvenţă constă din două secţiuni principale: secţiunea de definiţie şi secţiunea de execuţie; la rîndul ei secţiunea de execuţie include una din următoarele componente: o secvenţă normală, subrutine sau o secvenţă anormală.

Sistemul este implementat la Razgrad, Bulgaria, din martie 1983, pe un reactor cu o capacitate de 57 m^3 pentru procesul de fermentaţie microbiologică, avînd ca efect o creştere a producţiei cu 10%, simultan cu reducerea consumului de energie.

Subiectul *lucrării 01.3/E4* îl constituie proiectarea unui regulator pentru sistemele de comandă cinetice. Cea mai răspîndită structură a unui astfel de sistem de comandă include un motor sau un element de execuţie cuplat la o sarcină printr-o transmisie corespunzătoare. Stările accesibile sînt constituite în mod obişnuit din poziţia şi viteza motorului şi poziţia sarcinii.

Specificarea performanţelor sistemului este simplă: obţinerea unui regim tranzitoriu amortizat adecvat, rapid. Proiectarea regulatorului se realizează în condiţiile următoarelor ipoteze:

(i) funcţie de cost pătratică;
(ii) comportare lineară, fără zgomot;
(iii) poli dominanţi datorită rezonanţei mecanice;
(iv) sistem cu o singură intrare.

Sistemul tipic conţine un amplificator de putere, motorul sau elementul de execuţie şi elementul de transmisie cu raportul inerent de angrenaj.

Reprezentarea în spaţiul stărilor a sistemului este următoarea:

$$\dot{X}=AX+Bu \tag{3}$$

unde X — vectorul de stare, A — matricea de stare, B — matricea de intrare, iar **u** — intrarea scalară; funcţia de cost este de forma:

$$J=\int_0^\infty (\Sigma\omega_i y_i^2+u^2)dt \tag{4}$$

unde y_i sînt elemente ale vectorului Y:

$$\underline{Y}=C\underline{X} \tag{5}$$

şi ω_i (>0) sînt funcţii pondere pentru y_i.

Regulatorul optimal, utilizînd numai combinaţiile lineare ale proiecţiilor vectorului de stare, este dat de relaţia:

$$u=u_0=B^TKX \tag{6}$$

unde K este o matrice $n\times n$ obţinută prin rezolvarea următoarei ecuaţii Riccati:

$$A^TK+KA-KBB^TK+C^T\ \mathrm{diag}(\omega_i)\ C=0 \tag{7}$$

$K^T=K$, K pozitiv definită

Elementele vectorului de stare se aleg astfel:

$$x_1 = \text{ieșirea}$$
$$B^T = (0,0, \ldots, 0, b_n)$$
$$a_{i,\,i+1} \neq 0$$

Sistemul este normalizat, astfel încît:

$$b_n = 1$$
$$\omega_t = 1 \text{ (frecvența de rezonanță a transmisiei)}$$
$$a_{i,\,i+1} = 1$$

J este o funcție de cost de forma:

$$J = \int_0^\infty (\omega x_1^2 + u^2)dt \tag{8}$$

deoarece $C = (1,0,0, \ldots, 0)$ și diag $(\omega_i) = \omega$, scalar.
În acest caz matricea A ia forma:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -2\xi_r & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \xi_r = \text{factorul de amortizare asociat polilor complecși}$$

iar ecuația Ricatti, rescrisă pentru elementele matricei K, devine:

$$k_{14}^2 + \omega = 0 \tag{9}$$
$$k_{11} - k_{13} - k_{14}k_{24} = 0 \tag{10}$$
$$k_{12} - 2\xi_r k_{13} - k_{14}k_{34} = 0 \tag{11}$$
$$k_{13} - k_{14}k_{44} = 0 \tag{12}$$
$$2k_{12} - 2k_{23} - k_{24}^2 = 0 \tag{13}$$
$$k_{13} - k_{33} + k_{22} - 2\xi_r k_{23} - k_{24}k_{34} = 0 \tag{14}$$
$$k_{14} - k_{34} + k_{23} - k_{24}k_{44} = 0 \tag{15}$$
$$2k_{23} - 2\xi_r k_{33} - k_{34}^2 = 0 \tag{16}$$
$$k_{24} - 2\xi_r k_{34} + k_{33} - k_{34}k_{44} = 0 \tag{17}$$
$$2k_{34} - k_{44}^2 = 0 \tag{18}$$

În această etapă devine necesară exprimarea elementelor k_{in} în termenii elementului de bază k_{nn}. Metoda prezentată de autori utilizează în continuare locul rădăcinilor, cu toate avantajele practice ce decurg din aceasta pentru proiectantul din industrie.

Se fixează $k_{nn} = g$

Din (18) se obține $k_{34} = \frac{g^2}{2}$. Definind

$$m = 2k_{44} - 2(k_{44} + 2\xi_r)(1 + k_{34} + 2\xi_r k_{44}) \text{ și} \tag{19}$$

$$n = 2k_{34} + (k_{34}^2 + 8\xi_r^2 k_{34}) + (4\xi_r k_{34}k_{44} - 2k_{34})(1 + k_{34} + 2\xi_r k_{44})$$

se obține:

$$k_{24}=\frac{-m-\sqrt{m^2-4n}}{2}$$

$$k_{14}=1/2\,\frac{(2k_{34}+2k_{24}k_{44}+k_{24}^{2})}{(1+k_{34}+k\xi_r k_{44})}$$

și următoarea ecuație caracteristică a sistemului:

$$s^4+(k_{44}+2\xi_r)s^3+(k_{34}+1+2\xi_r k_{44})s^2+(k_{24}+k_{44})s+k_{14}=0 \qquad (20)$$

unde $k_{44}=g$, $k_{34}=\frac{g^2}{2}$ cu k_{24} și k_{14} funcții de g.

În aceste condiții locul rădăcinilor poate fi construit ca o funcție de „g", pentru ξ_r dat. Pentru $\xi_r=0$ se obține următoarea ecuație caracteristică:

$$s^4+gs^3+\left(1+\frac{g^2}{2}\right)s^2+\left(\frac{g^2}{2}(g-u)+g\right)s+\frac{g^2}{2+g^2}\,2(1+g(g-u)+\frac{g^2}{4}(g-u)^2)=0 \qquad (21)$$

unde $u=\sqrt{\frac{g^2}{2}+1}$

Astfel, poziția polilor în buclă închisă ai sistemului poate fi fixată prin alegerea corespunzătoare a termenului $g=k_{44}$, unul din elementele de pe calea de reacție de la stare.

Metoda prezentată este aplicată în cadrul proiectării unui sistem de comandă pentru o instalație de laborator, cu îmbunătățirea considerabilă a performanțelor sistemului, în raport cu cele ale sistemului proiectat prin metoda clasică a locului rădăcinilor și tehnici de frecvență. Abordarea are meritul că oferă proiectantului din mediul industrial o metodologie de proiectare mult mai atractivă decît procedurile de proiectare care utilizează metodele de conducere optimală pure.

Lucrarea 01.3/E5 are ca obiect conducerea interactivă a Complexului Sincroton Proton al Centrului European pentru Cercetări Nucleare (CERN), care reprezintă un complex de acceleratoare de particule dispunînd de un sistem de comandă implementat pe o rețea de minicalculatoare.

Acceleratoarele de particule au un ciclu de bază al injecției, accelerării și evacuării care durează în jur de o secundă și care include și un anumit timp mort în care parametrii de comandă pot fi determinați sau modificați, înaintea inițierii unor noi cicluri. Fasciculele de particule pot fi programate să ajungă la diferite destinații, în cicluri succesive.

Operatorii acceleratorului, lucrînd la un grup de console, dispun de două posibilități diferite de modificare dinamică a parametrilor de comandă, astfel:

(i) pot executa programe de aplicație, care declanșează o anumită secvență predefinită de comenzi, sau interacționează cu operatorul; în fiecare dintre cazuri pot fi modificați un număr de parametri;

(ii) prin „atașarea" parametrilor de comandă unor panouri cu dispozitive de acționare manuală, în scopul efectuării unor ajustări manuale.

Sistemul de comandă CPS (Complex Proton Synchroton) asigură echipei de operare un grup de cinci console identice, care sînt interfațate la o rețea în stea de minicalculatoare.

Minicalculatoarele din cadrul rețelei aparțin următoarelor categorii:

(a) calculatoare consolă;

(b) calculatoare front-end (CFE) pentru comanda acceleratorului;

(c) calculatoare pentru „servicii generale".

Fiecare din cele cinci console operator asigură posibilitatea controlului setului de parametri corespunzători oricărei părți, a oricărui accelerator din cadrul complexului. Consola este împărțită în patru secțiuni principale, fiecare secțiune conținînd dispozitive interactive și ecrane proprii. Aceste secțiuni pot fi utilizate pentru:

(a) selectarea și vizualizarea semnalelor analogice pe două osciloscoape;

(b) selectarea și vizualizarea semnalelor video pe patru monitoare TV alb-negru;

(c) vizualizarea pe un ecran color a mesajelor de alarmă și de avertizare;

(d) comanda și vizualizarea valorilor parametrilor procesului prin intermediul unor dispozitive interactive și a ecranelor grafice.

Interfața om-mașină, pentru regimul de operare normal, include două componente esențiale:

(a) Panoul de Acționare Principal, de la care se selectează programele de aplicație, din cadrul unui set de meniuri structurat pe arbori;

(b) Instrumente Interactive, care sînt alocate dinamic programelor aplicative — Panoul de Acționare al Utilizatorului, claviatură etc.

Printre cele mai importante calculatoare pentru „servicii generale" menționăm:

(a) calculatorul pentru manipularea mesajelor, situat în centrul rețelei și care realizează funcția de comutare-pachete;

(b) calculatorul pentru dezvoltarea de programe;

(c) calculatorul care gestionează un număr de baze de date importante, plus rutinele de acces necesare, precum și software-ul asociat diferitelor subsisteme.

Software-ul de aplicație este distribuit în rețea, astfel încît orice program dat este divizat în două sau mai multe module, fiecare dintre acestea executîndu-se pe un alt calculator. Structura software-ului reflectă astfel structura rețelei, aceasta satisfăcînd în același timp cerințele operaționale atît pentru interfața om-mașină, cît și pentru comanda acceleratoarelor.

În cazul execuției unui program de aplicație se execută diferite module în calculatorul consolă, sau în unul sau mai multe calculatoare CFE:

(a) În cadrul calculatorului consolă se dispune de „Module Operator" care interacționează cu operatorul și emit cereri la modulele software corespunzătoare la un CFE adecvat.

(b) În cadrul CFE sînt executate „Module Proces" la solicitarea Modulelor Operator. Acestea se sincronizează cu ciclul repetitiv al acceleratorului și emit la nivelul următor al software-ului, o secvență de cereri pentru comanda echipamentului acceleratorului. În multe situații o dată startat un Modul Proces, Modulul Operator nemai avînd nici un rol, își încetează funcțiunea.

(c) Controlul unui „echipament" este realizat prin intermediul unui „Modul Echipament". Există un Modul Echipament pentru fiecare tip de echipament (de exemplu, alimentare cu energie, pompă de vacuum etc.) și poate fi utilizat în mod concurent de diferite Module Proces. Unele dintre Modulele Echipament comandă direct echipamentul; altele deleagă o parte din funcțiuni unuia sau mai multor microprocesoare.

Dacă sincronizarea nu este necesară, Modulul Proces nu mai apare necesar; Modulul Operator poate face simplu apel la un Modul Echipament.

Sistemul de comandă al CPS conține mai mult de 500 de Module Operator, identificarea unui Modul Operator dat fiind rezolvată printr-o abordare de tip „meniu", care implică în mod natural o structură de tip „arbore". Arborele utilizat are șase nivele de noduri, fiecare nod reprezentînd un meniu cuprinzînd o singură pagină sau un set de pagini pentru panoul de acționare. Meniul corespunzător ultimului nivel conține numele Modulelor Operator. Apăsarea unuia din butoanele corespunzătoare acestor module, ce se găsesc pe panoul de acționare, este interpretată de către programul care gestionează arborele de meniuri ca o cerere de a starta Modulul Operator corespunzător.

În cadrul sistemului de comandă este posibil lucrul a doi sau mai mulți operatori, la console diferite, pentru a comanda două acceleratoare diferite, sau chiar părți ale aceluiași accelerator, fără a interfera. Acest lucru se realizează prin utilizarea unei scheme de „rezervare" pentru toate echipamentele acceleratoarelor, care permite unei console rezervarea unui set de echipamente pentru utilizarea sa exclusivă.

O dată ce operatorul a startat un număr de Module Operator, acestea se vor executa în mod concurent pe calculatorul consolă, fiecare utilizînd Instrumentele Interactive alocate.

Sistemul prezentat, care realizează selectarea și programarea execuției Modulelor Operator și alocarea Instrumentelor Interactive, a devenit operațional încă din 1980 și satisface cerințele diferitelor tipuri de utilizatori: operatori care supraveghează funcționarea acceleratoarelor, ingineri și fizicieni care proiectează noi variante de operare și ingineri sofware care pot testa noi programe de aplicație, sau actualiza o bază de date.

Lucrarea 3/E6 prezintă un algoritm de reglare multivariabilă adaptivă, reprezentînd o variantă modificată a algoritmului de reglare adaptivă cu criteriu de dispersie minimă. Fluctuațiile excesive și vîrfurile ieșirii regulatorului, caracteristice regulatorului de dispersie minimă sînt reduse prin utilizarea unui filtru de netezire. Prezentăm pe scurt algoritmul de reglare elaborat de autori.

Fie sistemul descris prin următoarea ecuație cu diferențe:

$$A(q^{-1})\underline{y}(t)=B(q^{-1})=\underline{u}(t-k-1)+C(q^{-1})\underline{e}(t) \quad (22)$$

unde q^{-1} — operatorul de întîrziere, k — timpul mort în perioade de eșantionare, $\underline{y}$ — ieșirea, $\underline{u}$ — intrarea și $\underline{e}$ — secvență de vectori aleatori, cu aceeași distribuție, independenți de medie 0 și covarianță E $\{e(t)e^{T}(t)\}=R$; $\underline{y}$, $\underline{u}$ și $\underline{e}$ sînt vectori, fiecare conținînd cîte p elemente. A, B și C sînt matrice polinominale p×p de forma:

$$A(q^{-1})=I+A_1q^{-1}+A_2q^{-2}+\ldots+A_nq^{-n}$$

$$B(q^{-1})=B_0+B_1q^{-1}+\ldots+B_{n-1}q^{-n+1}$$

$$C(q^{-1})=I+C_1q^{-1}+C_2q^{-2}+\ldots+C_nq^{-n}$$

B_0 este nesingulară și zerourile lui det B(z) și det C(z) sînt strict în afara cercului unitate.

Ecuația (22) în urma unor transformări corespunzătoare poate fi adusă la forma predictor:

$$\underline{y}(t)+a(q^{-1})\underline{y}(t-k-1)=b(q^{-1})\underline{u}(t-k-1)+\varepsilon(t) \quad (23)$$

unde $a(q^{-1})$ și $b(q^{-1})$ sînt matrice polinominale p×p:

$$a(q^{-1})=a_0+a_1q^{-1}+a_2q^{-2}+\ldots+a_{n1}q^{-n1} \quad (24)$$
$$b(q^{-1})=b_0+b_1q^{-2}+b_2q^{-2}+\ldots+b_{n2}q^{-n2}$$

pentru $C(q^{-1})=I$, $n1=n-1$ și $n2=n+k-1$

Adesea, valorile lui n1 și n2 mai mici decît valorile lor teoretice sînt suficiente pentru o bună conducere a procesului.

Regulatorul de dispersie minimă minimizează următoarea funcție de cost:

$$V=\{\underline{y}(t+k+1)-\underline{y}_r(t+k+1)\}^T\{\underline{y}(t+k+1)-\underline{y}_r(t+k+1)\} \quad (25)$$

unde $\underline{y}_r$ reprezintă ieșirea dorită sau mărimea de referință.

Se poate arăta că regulatorul optimal este de forma:

$$\underline{u}^*(t)=b_0^{-1}\{\underline{y}_r(t+k+1)+a_0y(t)+a_1\underline{y}(t-1)+\ldots+$$
$$+_{n1}\underline{y}(t-n1)-b_1\underline{u}(t-1)-b_2\underline{u}(t-2)-\ldots-b_{n2}\underline{u}(t-n2)\} \quad (26)$$

Pentru reducerea fluctuațiilor excesive ale ieșirii regulatorului, care apar în special cînd valorile calculate ale parametrilor regulatorului diferă de valorile exacte, se utilizează următorul filtru al ieșirii regulatorului:

$$\underline{u}(t)=\alpha\underline{u}^*(t)+(1-\alpha)\underline{u}(t-1), \quad 0<\alpha\leqslant1 \quad (27)$$

Pentru estimarea parametrilor regulatorului se rescrie ecuația (23) în forma extinsă:

$$\underline{y}(t)+a_0\underline{y}(t-k-1)+a_1\underline{y}(t-k-2)+\ldots+a_{n1}\underline{y}(t-k-n1-1)=$$
$$=b_0\underline{u}(t-k-1)+b_1\underline{u}(t-k-2)+\ldots+b_{n2}\underline{u}(t-k-n2-1) \quad (28)$$

Definind vectorul Ø:

$$\underline{Ø}^T(t-k-1)=\{-\underline{y}^T(t-k-1)-\underline{y}^T(t-k-2)\ldots-\underline{y}^T(t-k-n1-1),$$
$$\underline{u}^T(t-k-1)\ \underline{u}^T(t-k-2)\ldots\underline{u}^T(t-k-n2-1)\} \quad (29)$$

și matricea parametrilor Θ :

$$\Theta=\{a_0a_1a_2\ldots a_{n1}\mid b_0b_1b_2\ldots b_{n2}\} \quad (30)$$

ecuația (28) devine:

$$\underline{y}(t)=\Theta\,Ø(t-k-1) \quad (31)$$

În mod similar, ieșirile trecute pînă la m eșantioane, pot fi calculate cu relația:

$$\underline{y}(t-i)=\Theta\,\underline{Ø}(t-k-1-i),\quad i=1,2,\ldots,m \quad (32)$$

Combinînd ecuațiile (31) și (32) se obține:

$$Y_t=\Theta\,Ø_t \quad (33)$$

unde

$$Y_t=\{\underline{y}(t-m)\mid\underline{y}(t-m+1)\mid\ldots\mid\underline{y}(t-1)\mid\underline{y}(t)\} \quad (34)$$

$$Ø_t=\{\underline{Ø}(t-k-1-m)\mid\underline{Ø}(t-k-m)\mid\ldots\mid\underline{Ø}(t-k-1)\} \quad (35)$$

Înmulțind la dreapta membrii ecuației (33) prin $Ø_t^T$ se obține:

$$Y_tØ_t^T=\Theta\,Ø_tØ_t^T$$

sau

$$Q_t=\Theta P_t \quad \text{unde}$$

$$Q_t=Y_tØ_t^T \text{ și } P_t=Ø_tØ_t^T \quad (36)$$

Pentru estimarea parametrilor matricei Θ din ecuația (36) se utilizează următorul algoritm iterativ:

$$\Theta^{i+1}=\Theta^i+K_t(Q_t-\Theta^i P_t),\ K_t=\xi/\mathrm{Tr}(P_t) \quad (37)$$

unde i reprezintă iterația i. Condiția suficientă pentru convergența algoritmului este $0<\xi\leqslant 2$.

La o nouă perioadă de eșantionare t+1, o nouă coloană $\underline{y}(t+1)$ este adăugată la matricea Y (ecuația 34); de asemenea o nouă coloană $\underline{Ø}(t-k)$ este adăugată la matricea Ø (ecuația (35). În consecință, atît matricele P cît și Q se modifică; valorile acestora sînt actualizate folosind următoarele relații recursive:

$$P_{t+1}=\lambda^2P_t+\underline{Ø}(t-k)\underline{Ø}^T(t-k) \quad (38)$$

$$Q_{t+1}=\lambda^2Ø_t+\underline{y}(t+1)\underline{Ø}^T(t-k) \quad (39)$$

unde $\lambda(0<\lambda\leqslant 1)$ este factorul de „uitare".

P_{t+1} și Q_{t+1} sînt apoi utilizate în ecuația (37) pentru actualizarea valorilor parametrilor regulatorului. P_0 este presupusă a fi o matrice diagonală și $Q_0=\Theta_0P_0$, unde Θ_0^0 reprezintă valorile inițiale ale matricei parametrilor.

Algoritmul prezentat a fost studiat în simulare în timp real pentru un proces cu 2 intrări și 2 ieșiri. Procesul a fost simulat pe un calculator analogic, iar regulatorul adaptiv a fost implementat în limbaj FORTRAN pe un microprocesor LSI-11 folosind sistemul de operare RT-11.

Rezultatele simulării sînt încurajatoare: algoritmul converge destul de repede și elimină aproape complet efectul interacțiunii.

APLICAŢII ALE REGLĂRII AUTOMATE ADAPTIVE

În cadrul *secţiunii 01.3/F* s-au prezentat şi dezbătut cîteva dintre cele mai reprezentative aplicaţii ale conducerii adaptive a proceselor industriale, care s-au referit la: conducerea adaptivă a unui reactor cu strat fluidizat [1.3./F1], acordarea automată a regulatoarelor simple [1.3./F2], conducerea autoacordabilă cu criteriu de dispersie minimă a unui cuptor de preîncălzire [1.3.F3], conducerea adaptivă a unui proces de fermentaţie [1.3./F4], proiectarea unui regulator PID autoacordabil printr-o tehnică de optimizare în mai mulţi paşi [1.3./F5], conducerea adaptivă a reactoarelor chimice tubulare [1.3./F6].

În prezent, pe plan mondial există experienţă în ceea ce priveşte implementarea, aproape în toate domeniile, a tehnicilor de conducere adaptivă şi se manifestă un interes din ce în ce mai mare în utilizarea acestor tehnici.

O creştere esenţială a numărului aplicaţiilor în acest domeniu poate fi obţinută numai prin elaborarea de tehnici de proiectare sistematică a unor regulatoare adaptive eficiente, folosind informaţie a priori minimă, precum şi prin reducerea efortului de implementare a acestora pe echipamentele de calcul utilizate în conducerea proceselor.

Prezentăm în cele ce urmează contribuţiile esenţiale în domeniul care a constituit obiectul acestei sesiuni.

Lucrarea 01.3/F1 prezintă unele rezultate privind utilizarea unui regulator PID autoacordabil în conducerea unui reactor cu strat fluidizat, pentru producerea acrilonitrilului.

Modelarea matematică a procesului, efectuată prin scrierea balanţei masice şi energetice, a condus la un set de ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale, lineare, necuplate, a căror rezolvare on-line necesită un timp de calcul şi spaţiu memorie considerabile. Autorii au adoptat, din clasa modelelor disponibile, următorul model discret linear cu o singură intrare şi o singură ieşire:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) \quad (1)$$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} \quad (2a)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} \quad (2b)$$

care reprezintă comportarea sistemului în jurul punctului de funcţionare nominal şi care este adecvat conducerii adaptive a procesului, utilizînd un regulator autoacordabil PID.

Structura generală a regulatorului discret PID este reprezentată prin diagrama bloc din fig. 4.

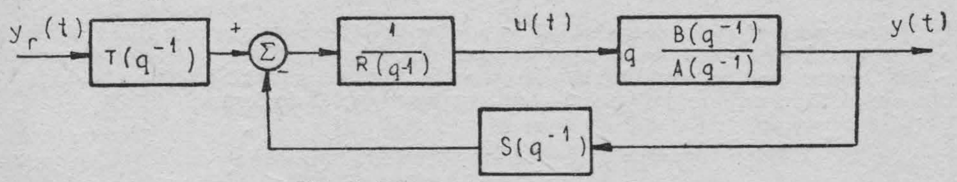


Fig. 4. Schema-bloc a sistemului.

Diferitele tipuri de regulatoare PID sînt descrise prin următoarea ecuaţie polinomială:

$$R(q^{-1})u(t) = T(q^{-1})y_r(t) - S(q^{-1})y(t) \quad (3)$$

Valorile polinoamelor $T(q^{-1})$ şi $S(q^{-1})$ pentru diferite tipuri de regulatoare PID sînt date în următorul tabel:

Tip regulator PID	$S(q^{-1})$	$T(q^{-1})$
PID 1	A_1C+B_1I	A_1C
PID 2	$\alpha_1C+I(\alpha_0C+B_1)$	$\alpha_1C=C\cdot S(1)/C(1)$
PID 3	$\alpha_1+I(\alpha_0C+B_1)$	$\alpha_1=S(1)$

cu $R(q^{-1})=I(q^{-1})\cdot C(q^{-1})$

S-a utilizat următoarea funcţie de transfer discretă a regulatorului PID:

$$H(q^{-1})=\frac{KT_D(1-e^{T_0/\alpha T_D})(1-q^{-1})}{1-e^{-T_0/\alpha T_D}q^{-1}}+\frac{\alpha_0+\alpha_1 q^{-1}}{1-q^{-1}}=\frac{A_1(q^{-1})}{I(q^{-1})}+\frac{B_1(q^{-1})}{C(q^{-1})}$$

cu $B_1(q^{-1})=\beta I(q^{-1})$

$\alpha_0=k$

$\alpha_1=k(T_0/T_I-1)$

$\beta=kT_D(1-e^{-T_0/\alpha T_D})/T_0$ şi $\gamma=e^{-T_0/T_D}$

corespunzătoare discretizării cu perioada T_0 a funcţiei de transfer continue a regulatorului:

$$G(s)=K\left(1+\frac{1}{T_D s}+\frac{T_I s}{1+T_D s}\right)$$

Polinoamele $S(q^{-1})$ şi $C(q^{-1})$ pot fi alese arbitrar, spre deosebire de polinomul $T(q^{-1})$ care introduce zerouri pentru sistemul în buclă închisă. Prin urmare, alegerea parametrilor regulatorului în acest mod va influenţa nu numai polii sistemului în buclă închisă, ci şi zerourile acestuia. Acordarea parametrilor regulatorului PID se face în conformitate cu ecuaţia caracteristică a sistemului în buclă închisă:

$$A(q^{-1})R(q^{-1})+q^{-1}B(q^{-1})S(q^{-1})=P(^{-1}) \tag{4}$$

unde zerourile polinomului $P(q^{-1})$ caracterizează dinamica dorită a sistemului în buclă închisă. Polinoamele $S(q^{-1})$ şi $C(q^{-1})$ pot fi determinate din ecuaţia (4), dacă polinoamele $A(q^{-1})$, $I(q^{-1})$ şi $B(q^{-1})$ nu au factori comuni şi dacă polinomul $B(q^{-1})$ este diferit de zero. Prin urmare, se pot determina polinoamele $S(q^{-1})$, $C(q^{-1})$ şi parametrii α_0, α_1 şi γ care caracterizează polinoamele $A_1(q^{-1})$ şi $B_1(q^{-1})$. Aceşti parametri pot fi determinaţi utilizînd următoarele expresii:

$$\begin{aligned}
&\text{PID 1}: S(q^{-1})= A_1(q^{-1})C(q^{-1})+B_1(q^{-1})I(q^{-1})\\
&\text{PID 2}: S(q^{-1})= \alpha_1C(q^{-1})+I(q^{-1})(\alpha_0C(q^{-1})+B_1(q^{-1}))\\
&\text{PID 3}: S(q^{-1})= \alpha_1+I(q^{-1})(\alpha_0C(q^{-1})+B_1(q^{-1}))
\end{aligned} \tag{5}$$

Eliminarea efectelor introducerii zerourilor de către regulatoarele PID 1 şi PID 2 se realizează prin plasarea polilor polinomului $P(q^{-1})$ cît mai aproape de aceste zerouri, restul polilor urmînd a fi plasaţi astfel încît să se obţină răspunsul dorit al sistemului. Prin urmare, polinomul rezultant $P(q^{-1})$ va fi de forma:

$$P(q^{-1})=D(q^{-1})(1+k_1\gamma q^{-1})\left(1+k_2\frac{\alpha_1}{\alpha_0}q^{-1}\right) \tag{6}$$

unde k_1 şi k_2 reprezintă parametrii dipolului şi sînt aleşi astfel încît să elimine efectul zerourilor introduse de PID 1 şi PID 2, iar polinomul $D(q^{-1})$ este dat de relaţia:

$$D(q^{-1})=1+d_1q^{-1}+d_2q^{-2} \tag{7}$$

Determinarea parametrilor regulatoarelor PID necesită rezolvarea ecuaţiei nelineare rezultate din ecuaţiile (4) şi (5). Metoda de rezolvare este cea propusă de Wittenmark (1979).

Algoritmul de reglare adaptivă include estimarea recursivă a parametrilor procesului, într-o primă etapă, utilizînd o tehnică de estimare bazată pe factorizarea matricei de covarianţă şi calculul parametrilor regulatorului PID, în cea de a doua etapă.

Algoritmul de reglare este implementat pe un microcalculator Apple II prevăzut cu convertoare A/N şi N/A. Mărimea de comandă a procesului este tensiunea

de excitaţie (pentru comanda vitezei motorului ventilatorului), iar ieşirea reprezintă temperatura reactorului. Microcalculatorul include un microprocesor 6502, capacitatea sa de adresare fiind 64 K, iar capacitatea memoriei (RAM) este de 48 K. Interfaţa constă din 16 canale multiplexate succesiv, convertoare A/N de 12 biţi, cu timp de conversie 25 microsecunde, 4 canale şi convertoare N/A de 12 biţi şi un ceas. Configuraţia mai include două unităţi floppy disc dispunînd fiecare de cîte 140 K memorie, terminal consolă şi imprimantă.

Programul gazdă este scris în PASCAL şi apelează rutine scrise în limbaj de asamblare, specifice lucrului în timp real: culegerii de date, conversiei N/A, citirii ceasului pentru eşantionarea mărimilor măsurate etc.

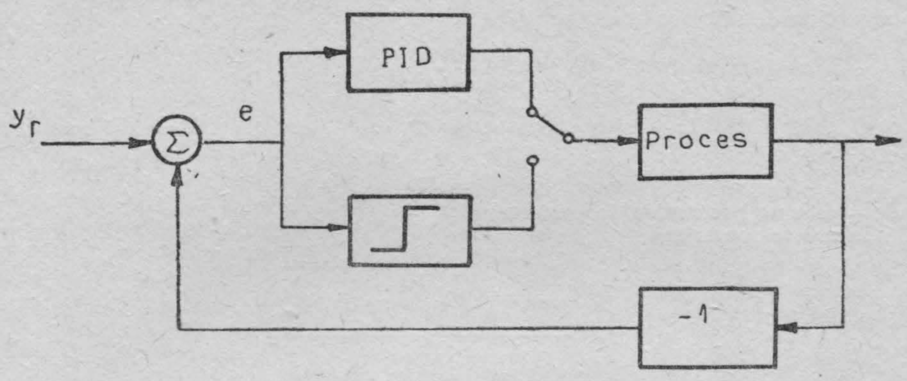


Fig. 5. Schema de comandă a procesului pentru acordarea automată a parametrilor regulatorului.

Problema acordării automate a regulatoarelor simple constituie obiectul *lucrării 01.3/F2*. Metoda prezentată de autori oferă avantajul că nu necesită, spre deosebire de alte metode, informaţii a priori considerabile. Schemele utilizate se bazează pe metodele de proiectare în care dinamica procesului este descrisă prin cîteva elemente ale caracteristicii Nyquist a funcţiei de transfer în buclă deschisă. Unul dintre acestea este punctul critic (primul punct unde caracteristica Nyquist intersectează axa reală), punct caracterizat prin amplificarea critică k_c şi frecvenţa critică ω_c sau perioada critică $t_c=2\pi/\omega_c$.

Utilizarea acestor metode de proiectare necesită prin urmare găsirea unei metode de estimare a punctului critic. Soluţia oferită de autori diferă de soluţiile clasice: analiza în frecvenţă sau metoda originală Ziegler-Nichols şi se bazează pe observaţia că un sistem cu întîrziere de fază de cel puţin π, la frecvenţele înalte poate oscila cu perioada t_c, în cazul conducerii de tip releu. Pentru a determina punctul critic, sistemul este conectat într-o schemă în buclă închisă cu posibilitatea de comandă printr-un releu, aşa cum se arată în fig. 5.

Abaterea e este un semnal periodic, iar parametrii k_c şi ω_c pot fi determinaţi aproximativ, din prima componentă armonică a oscilaţiei. Pentru d, amplitudinea releului şi a, amplitudinea primei armonici a semnalului de abatere, în urma dezvoltării în serie Fourier a ieşirii releului, rezultă amplificarea echivalentă:

$$k_c=\frac{4d}{\pi a} \tag{8}$$

Perioada oscilaţiei poate fi determinată prin măsurarea intervalului de timp dintre două treceri succesive prin zero, iar amplitudinea prin măsurarea valorilor vîrf la vîrf.

De menţionat că această tehnică generează, în mod automat, un semnal de intrare în proces care conţine o componentă semnificativă de frecvenţă ω_c; punctul critic poate fi determinat, prin urmare, suficient de precis.

Prezentăm în continuare, prin intermediul unui exemplu, algoritmul de acordare a unui regulator PID.

Fie funcţia de transfer a procesului G(s) şi funcţia de transfer în buclă deschisă a sistemului cu regulator PID:

$$G_0(s)=k\left(1+sT_d+\frac{1}{sT_i}\right)G(s) \tag{9}$$

Presupunem că diagrama Nyquist intersectează axa reală negativă la $\omega=\omega_c$. Impunînd ca argumentul funcţiei de transfer în buclă deschisă G_0 să fie $\Phi_m-\pi$ la ω_c se obţine următoarea condiţie:

$$\omega_c T_d-\frac{1}{\omega_c T_i}=\tan\Phi_m \tag{10}$$

O posibilitate de a alege constantele T_d şi T_i, ecuaţia (10) avînd mai multe soluţii, este următoarea:

$$T_i=\alpha T_d \tag{11}$$

unde α este un parametru de proiectare.

În aceste condiţii:

$$T_d=\frac{\tan\Phi_m+\sqrt{\frac{4}{\alpha}+\tan^2\Phi_m}}{2\omega_c} \tag{12}$$

În urma unor calcule simple rezultă că funcţia de transfer are factor de amplificare unitar la ω_c, dacă factorul de amplificare al regulatorului se alege astfel:

$$k=\frac{\cos\Phi_m}{|G(i\omega_c)|}=k_c\cos\Phi_m \tag{13}$$

unde k_c este amplificarea critică.

Algoritmul de acordare a fost testat cu succes în cadrul unor procese industriale şi instalaţii pilot.

A doua parte a lucrării este dedicată analizei caracteristicilor sistemului linear reprezentat în fig. 5 (comandă de tip releu) şi în special condiţiilor de apariţie a unor oscilaţii şi determinării perioadei acestora.

O interesantă aplicaţie de conducere adaptivă a unui cuptor de preîncălzire continuă, în cadrul unui proces metalurgic, este prezentată în *lucrarea 01.3/F3*. Strategia de conducere a procesului constă în predicţia temperaturii unui produs laminat folosind un model de predicţie şi în minimizarea abaterii dintre temperatura prezisă a produsului la ieşire şi temperatura reală a aceluiaşi produs, care înglobează şi efectele temperaturii atmosferice sau distribuţiei de combustibil, supusă unor restricţii de economie de energie. În urma evaluării sistemului actual de conducere, care include o schemă de reglare anticipativă, s-a ajuns la concluzia că o schemă de comandă stohastică cu reacţie poate îmbunătăţi semnificativ modul de lucru al instalaţiei, optîndu-se pentru o strategie de reglare cu parametri constanţi cu criteriu de dispersie minimă. Sînt prezentate modelul discret al instalaţiei şi efectele utilizării strategiei de conducere cu criteriu de dispersie minimă, în cazul acţiunii diferitelor perturbaţii.

Într-o nouă etapă de proiectare autorii utilizează o strategie de conducere autoacordabilă cu criteriu de dispersie minimă (necesară ca urmare a frecventelor modificări ale temperaturii în zona de răcire) combinată cu o tehnică de predicţie.

Efectul noii strategii de reglare este net superior. Schema de conducere este îmbunătăţită prin utilizarea unui model de predicţie a perturbaţiilor, de tip autoregresiv (AR), determinat pe baza diferenţei dintre valorile reale şi de predicţie ale temperaturii produsului laminat, la ieşire.

În scopul eliminării abaterii în regim staționar a sistemului de conducere, regulatoarele cu criteriu de dispersie minimă, atît cel cu parametri constanți cît și cel autoacordabil, sînt înseriate cu un regulator PI. În urma evaluării performanțelor celor două sisteme autorii ajung la concluzia că regulatorul autoacordabil cu criteriu de dispersie minimă și componentă integrală este cel mai adecvat conducerii procesului, realizînd atît reducerea dispersiei, cît și a derivei mărimii de ieșire. În plus, acesta se dovedește robust la eventualele fluctuații ale parametrului compensatorului integral.

Lucrarea 01.3/F4 prezintă o schemă de reglare adaptivă, particulară, dedicată conducerii unui proces de fermentație. Schema propusă este de tip indirect, incluzînd un algoritm de identificare explicit pentru estimarea parametrilor procesului. Procesul de fermentație este descris printr-un model Monod, model continuu, pe baza căruia se obține modelul discret, linear în parametri al procesului, model adecvat estimării directe a parametrilor printr-o tehnică de tipul celor mai mici pătrate recursivă. În scopul estimării în timp real a parametrilor modelului, algoritmul de estimare utilizează un factor de ponderare a datelor trecute, astfel încît urma matricei de amplificare din cadrul algoritmului să fie constantă. Autorii iau în discuție problema persistenței excitației și unele aspecte practice legate de identificarea în timp real a procesului: alegerea perioadei de eșantionare, inițializarea parametrilor etc.

Procesul în studiu poate fi descris prin următorul model discret multivariabil de ordinul 1, avînd 2 intrări și 2 ieșiri.

$$(I+A_t q^{-1})y_{t+1}=B_t u_t+w_t \qquad (14)$$

unde u_t — intrarea, y_t — ieșirea, w_t — eroarea de modelare incluzînd zgomotul de măsură.

Autorii propun următoarea lege de comandă lineară (B_t^{-1} există întotdeauna):

$$B_t u_t=C(q^{-1})y_t^d+(A_t-C_1)y_t \qquad (15)$$

unde y_t^d — secvența dorită a ieșirii, $C(q^{-1})$ — matrice polinomială asimptotic stabilă (2×2) de forma:

$$C(q^{-1})=I+C_1 q^{-1} \qquad (16)$$

ale cărei zerouri vor fi polii sistemului în buclă închisă.

Combinînd ecuațiile (14), (15) și (16) se obține:

$$C(q^{-1})(y_{t+1}-y_t^d)=w_t \qquad (17)$$

Astfel, ieșirea instalației y_{t+1} va urmări asimptotic ieșirea dorită y_t^d, pentru orice condiții inițiale, chiar dacă w_t este o perturbație de tip impuls. În multe aplicații practice, este de dorit a se asigura că eroarea de urmărire converge la zero, chiar dacă w_t este o perturbație de tip treaptă. Această cerință devine posibilă prin introducerea unei acțiuni integrale în legea de comandă.

Înmulțind la dreapta ecuația (14) prin q^{-1} și considerînd $w_t=0$ se obține:

$$(I+A_{t-1}q^{-1})y_t=B_{t-1}u_{t-1} \qquad (18)$$

Combinînd ecuațiile (15) și (18) se obține următoarea lege de comandă cu acțiune integrală:

$$(I-q^{-1})B_t u_t=C(q^{-1})y_t^d+(A_t-C_1-I)y_t-A_{t-1}y_{t-1} \qquad (19)$$

Comportarea sistemului în buclă închisă este descrisă prin următoarea ecuaţie:

$$C(q^{-1})(y_{t+1}-y_t^d)=(I-q^{-1})w_t \qquad (20)$$

Deci, eroarea de urmărire converge la 0, chiar dacă w_t este o perturbaţie de tip treaptă.

Legile de reglare adaptivă se obţin din ecuaţiile (15), (19), prin înlocuirea valorilor parametrilor reali cu valorile estimate. În condiţiile în care valorile parametrilor estimaţi converg exponenţial (în cazul unei excitaţii persistente, de exemplu) către valorile parametrilor reali, sistemul în buclă închisă va converge către un sistem asimptotic stabil. Dată fiind convergenţa exponenţială a „distanţei parametrice" către 0, există un timp finit τ dincolo de care sistemul în buclă închisă este asimptotic stabil. Astfel intrarea şi ieşirea instalaţiei rămîn întotdeauna mărginite şi:

$$\lim_{t\to\infty} (C(q^{-1})(y_{t+1}-y_t^d)-w_t)=0 \qquad (21)$$

$$\lim_{t\to\infty}(C(q^{-1})(y_{t+1}-y_t^d)-(1-q^{-1})w_t)=0$$

Ultima secţiune a lucrării prezintă rezultatele utilizării regulatoarelor proiectate în conducerea procesului de fermentaţie, simulat pe un calculator analogic.

Lucrarea 01.3/F5 prezintă o nouă variantă de regulator adaptiv-parametric PID care utilizează o tehnică de optimizare, implementarea acestuia pe un microcalculator şi utilizarea sa în cadrul unei instalaţii de condiţionare a aerului.

Algoritmul adaptiv este de tip explicit şi combină un modul de estimare a parametrilor procesului, ce include varianta de tip rădăcină pătrată a metodei celor mai mici pătrate în două etape şi un modul de optimizare a parametrilor regulatorului.

Înaintea prezentării regulatorului PID autoacordabil menţionat, autorii expun strategia de estimare on-line a parametrilor modelului procesului şi fac o trecere în revistă a unora dintre cele mai cunoscute metode de proiectare şi proceduri de acordare a regulatoarelor PID: alocarea polilor, principiul anulării, utilizarea regulilor de acordare, proceduri de proiectare rapidă.

Autorii utilizează pentru determinarea parametrilor regulatorului PID: $\underline{q}^T=[q_0, q_1, q_2]$, următorul criteriu de performanţă pătratic:

$$S=\sum_{k=0}^{M}[e_w^2(k)+rK_p^2\,\Delta u^2(k)] \qquad (22)$$

cu

$\Delta u(k) = u(k)-u(k-1)$
$e_w(k) = w(k)-y(k)$
K_p — amplificarea procesului
r — factorul de ponderare a efortului de comandă
$u(k)$ — comanda procesului la momentul k
$y(k)$ — ieşirea procesului la momentul k
$w(k)$ — valoarea de referinţă la momentul k

Setul de parametri care realizează minimizarea criteriului (22) reprezintă soluţia ecuaţiei:

$$\frac{dS}{d\underline{q}}=0 \qquad (23)$$

Procedura de optimizare constă în două etape: calculul criteriului de performanță S, conform relației (22) și determinarea setului de parametri q, conform ecuației (23).

Criteriul pătratic de performanță poate fi evaluat în domeniul timp, $S(\underline{q})$,sau ,z S_{∞} $(\underline{q})$. Avantajele abordării în domeniul z constau în faptul că este utilizat întreg răspunsul în timp, pentru $M \rightarrow \infty$, iar timpul de calcul se reduce cu aproximativ 20%, în raport cu cel necesar în cazul abordării în domeniul timp. Totuși, această abordare poate fi utilizată numai dacă sistemul în buclă închisă rezultat este asimptotic stabil. În cazul în care pe parcursul procesului de optimizare apar fenomene de instabilitate, se utilizează într-o primă etapă abordarea în domeniul timp, cu M finit, pentru obținerea stabilității sistemului în buclă închisă, după care procedura continuă cu abordarea în domeniul z.

Pe baza valorilor criteriului de performanță $S(\underline{q})$ sau S_{∞} $(\underline{q})$ se determină parametrii regulatorului PID din condiția (23) folosind metoda Hooke și Jeeves de căutare directă, cunoscută pentru cerințele modeste de memorie și timp de calcul; succesul metodei depinde, totuși, de adaptarea mărimii pasului de căutare. Timpul de calcul poate fi redus semnificativ prin alegerea corespunzătoare a valorilor inițiale ale parametrilor; inițializarea parametrilor se poate face cu 0, dacă nu se dispune de valori mai bune, cu valorile parametrilor obținute în urma unei proceduri de proiectare de tipul comandă cu număr minim de pași, sau cu valorile obținute de la o execuție anterioară, sau în urma unei prime experiențe.

Pentru minimizarea timpului de calcul, programul este împărțit în două taskuri care permit realizarea aplicațiilor de conducere adaptivă. Taskul 1 execută partea de calcul în timp real a sistemului în bucla închisă, utilizînd parametrii regulatorului, transferați de taskul 2, după verificarea stabilității buclei închise în care se regăsesc valorile estimate reale ale parametrilor modelului procesului și parametrii regulatorului obținuți prin procedura de optimizare în domeniul z. Dacă rezultă că nu poate fi asigurată stabilitatea, în noua variantă proiectată, sînt menținuți în continuare parametrii regulatorului determinați anterior.

Deoarece timpul de execuție necesar în cadrul procedurii de optimizare depinde de alegerea valorilor inițiale ale parametrilor regulatorului, se poate întîmpla ca taskul 2 să fie întrerupt de mai multe ori de taskul 1, pînă cînd procesul de optimizare încetează. Astfel procedura de optimizare se desfășoară în mai multe etape, funcție de timpul UC disponibil, fără a afecta calculul în timp real al semnalelor de comandă din procesul real.

Regulatorul autoacordabil PID a fost implementat pe un microcalculator pe 16 biți, DMR-16 care utilizează microprocesorul 8086/8087 și conține 64 K memorie EPROM, pentru programele utilizator testate și 90 K memorie magnetică pentru memorarea codurilor și datelor programelor aflate în lucru. DMR-16 reprezintă un echipament independent care permite realizarea de aplicații de conducere în timp real, cu maxim 6 bucle de comandă. Programele implementate sînt scrise în limbajul de nivel înalt PL M-86 și conțin mai mulți algoritmi pentru identificarea proceselor, proiectarea regulatoarelor (PID, cu timp minim, dispersie minimă etc.) și conducerea în buclă închisă a proceselor cu una sau mai multe intrări și o ieșire.

Codul programului pentru regulatorul PID aflat în discuție necesită o memorie de 12 K. Rezultatele utilizării echipamentului DMR-16, în comanda unei instalații de condiționare a aerului, prezentate în lucrare, scot în evidență performanțele și aplicabilitatea regulatorului autoacordabil PID prezentat, în conducerea unei largi clase de procese industriale.

Lucrarea 01.3/F6 abordează problema conducerii adaptive a reactoarelor chimice tubulare. Acestea, asemenea altor procese cu transfer de căldură sau masă, sînt procese cu parametri distribuiți. Dinamica procesului este descrisă printr-un sistem de ecuații diferențiale cu derivate parțiale de ordinul 1, din care se obține

așa-numitul model integral care descrie suficient de precis profilul variabilei de stare a reactorului. Acest ultim model poate fi de asemenea utilizat și pentru proiectarea sistemelor de conducere adaptivă multivariabile. Ieșirea modelului este utilizată pentru generarea comenzii utilizînd o strategie de comandă optimală (problemă de urmărire cu timp minim), estimarea parametrilor modelului care apar în calculul comenzii făcîndu-se cu metoda celor mai mici pătrate recursivă, la fiecare perioadă de eșantionare. Aplicabilitatea strategiei de conducere prezentate este demonstrată în cadrul conducerii unui reactor chimic tubular.

BIBLIOGRAFIE

Wittenmark, B. (1979). **Self-tuning PID-controllers based on pole placement.** Report CODEN D2/(TERT-7179)/1-037/, Lund, Institute of Technology, Lund Sweden.

Buslenko N. P., Kalashnikov V. V., Kovalenko I. N. (1973). **Lectures on large-scale system theory.** Soviet radio, Moscow, 440 p.

Nader A. (1980) Petri Nets for real time control algorithms descomposition. In *T. Harrison* (ed.) **Distributed Computer Control Systems**, Pergamon Press, 197—210.

Peterson I. L. (1981). **Petri net theory and the modelling of systems.** Englewood Cliffs, N. J., Prentice Hall Inc. 290 pp.

Quirk W. J., Gilbert R. (1977). **The formal specification of the requirements of complex real time systems**, Harwell, AERE, Rep no. 8602, 57 pp.

(continuă de la pag. 60)

Secțiunea 5. ROBOȚI INDUSTRIALI.
Coordonatori: SIMION FLOREA*, R. M. Stănescu

Secțiunea 6. MĂSURĂRI INDUSTRIALE.
Coordonatori: G. Ionescu, Gr. Nelepcu

Secțiunea 7. SISTEME DE CALCUL. ARHITECTURĂ. FIABILITATE.
Coordonatori: M. Petrescu, L. Nica

Secțiunea 8. SISTEME DE PROGRAME.
Coordonatori: M. Petrescu, Cr. Giumale

Secțiunea 9. REȚELE DE CALCULATOARE.
Coordonatori: M. Guran, V. Cristea

Secțiunea 10. SIMULATOARE. INTELIGENȚA ARTIFICIALĂ.
Coordonatori: L. Serbănați, Gh. Tecuci

Secțiunea 11. PROIECTAREA ASISTATĂ DE CALCULATOR A DISPOZITIVELOR ȘI CIRCUITELOR INTEGRATE
Coordonatori: M. D. Profirescu, J. Nishiz

De asemenea, au avut loc și două Mese rotunde, după cum urmează:

MR1. TENDINȚE SPRE CONDUCEREA INTELIGENTĂ A PROCESELOR.
Coordonatori: I. Dumitrache, V. Ionescu, T. Ionescu, P. Stoica.

MR2. ASPECTE ALE SIMBIOZEI ÎNTRE ȘTIINȚA CALCULATOARELOR ȘI TEHNOLOGIE.
Coordonatori: M. Petrescu, A. Petrescu, D. Roman, L. Furjes, M. D. Profirescu.

În cadrul acestora s-a prezentat, de către Prof. dr. ing. Ion Dumitrache, Decanul Facultății de Automatică din Institutul Politehnic București (și s-a susținut de către reprezentantul Editurii tehnice — ing. Paul Zamfirescu) și problema editării, în module A.M.C., a sintezei lucrărilor conferinței.

---

* Imediat după terminarea Conferinței, la pregătirea căreia a contribuit esențial, Prof. dr. ing. FLOREA SIMION, fost Decan al Facultății Automatică, a decedat neașteptat, în plină putere de muncă și creație.

AUTOMATICA ŞI INFORMATICA ÎN BIOLOGIE ŞI MEDICINĂ

Ing. *M. Sîrbu*
I.P.A.

REGLAREA NEURALĂ A FUNCŢIILOR MOTORII. CONDUCEREA DISPOZITIVELOR DE ASISTARE A PACIENŢILOR PARALIZAŢI

Introducere

Se cunoaşte că musculatura imprimă corpului aspectul normal. Musculatura membrelor are particularităţi legate de poziţia verticală, particularităţi care se concretizează în faptul că membrele inferioare se constituie în organe de susţinere şi locomoţie, iar cele superioare — în organe de explorare, prehensiune etc. Ca urmare a diferitelor accidente se poate produce paralizia unor grupe de muşchi, ceea ce atrage după sine incapacitatea bolnavului de a-şi folosi membrele. În scopul recuperării funcţiilor atinse de boală se foloseşte Stimularea Neuromusculară Electrică Funcţională (SNEF). SNEF poate fi folosită atît ca metodă de conducere (în buclă închisă sau în buclă deschisă) a sistemelor de asistare a pacienţilor paralizaţi, cît şi ca metodă de tratament pentru recuperarea parţială a funcţiilor afectate. SNEF se realizează prin contracţia muşchilor utilizînd în general excitarea electrică a nervilor periferici (sau direct a muşchilor) folosind diferite tipuri de electrozi în funcţie de solicitările sistemului.

Stimularea neuromusculară electrică funcţională (SNEF)

Lucrarea 02.1, 3-2 analizează stadiul actual al aplicării SNEF în recuperarea diferitelor funcţiuni ale sistemului muscular, funcţiuni afectate de paralizia unor grupe de muşchi.

Se cunoaşte că sistemul nervos asigură comanda celor peste o sută de grade de libertate ale sistemului locomotor. Pacienţii care prezintă paralizii ale diferitelor grupe de muşchi vor avea afectate nu numai funcţiile motorii implicate în mod direct, dar este posibilă apariţia unor dezechilibrări în coordonarea motorie a întregului organism. Deşi stadiul actual nu permite încă ajustarea funcţiilor motorii pierdute pînă la nivelul modelului real, se apreciază că este mulţumitor să se restabilească măcar funcţiile motorii de bază.

În cazul handicapaţilor care au afectată măduva spinării, utilizarea SNEF presupune substituirea prin dispozitive externe a unei părţi din bucla de reglare. Aceasta trebuie reorganizată astfel încît să îndeplinească următoarele funcţiuni:

1) stabilirea obiectivului;
2) calculul traiectoriei de mişcare;
3) generarea comenzii pentru mişcare;
4) determinarea modelelor de stimulare pentru muşchi;
5) reglarea mişcărilor de contracţie musculară;
6) măsurarea şi evaluarea vectorilor ce descriu poziţia şi forţele generalizate exercitate în membru.

În cazul unui pacient cu o leziune gravă a măduvei spinării, în zona gîtului acesta nu va fi capabil să-şi mişte mîna şi toate funcţiunile prezentate mai sus vor trebui substituite. Pentru aceasta, este necesar în primul rînd să se stabilească o traiectorie de-a lungul căreia să fie mişcat elementul condus (braţul) pentru atin-

gerea ţintei. De asemenea, mîna şi braţul trebuie păstrate pe traiectorie pe toată durata mişcării prin reglarea separată a poziţiei fiecărei părţi a membrului (braţ, antebraţ şi mînă) Membrul superior este format dintr-un lanţ de elemente conectate serie şi paralel şi care prezintă peste 40 de grade de libertate. Sistemul de acţionare este compus din peste 40 de muşchi, care deservesc în general una pînă la două articulaţii. Aceeaşi celulă nervoasă motorie din măduva spinării inervează pînă la cîteva sute de fibre musculare formînd o unitate motorie. Forţa de contracţie poate fi variată prin excitarea unui număr diferit de unităţi motorii şi prin schimbarea frecvenţei de repetiţie a impulsurilor generate de celula nervoasă motorie, frecvenţă ce determină nivelul contracţiei fibrelor motorii. În funcţie de natura mişcării, fină sau grosieră, unităţile motorii sînt mai reduse sau mai mari. Muşchii pot dezvolta forţă pe o singură direcţie. Pentru stabilirea poziţiei oaselor se impune realizarea unui echilibru al forţelor, obţinut prin acţiunile antagoniste ale diferitelor grupe de muşchi.

Sistemul senzorial este distribuit la nivelul muşchilor, articulaţiilor şi pielii şi este capabil să măsoare poziţia, viteza, acceleraţia şi forţa. Sistemul articulaţie-muşchi are în unele privinţe un caracter neliniar. Caracterul neliniar se datorează unor cauze anatomice şi fiziologice:

— caracteristica forţă/lungime a muşchiului;
— schimbări ale vectorului forţelor în funcţie de unghiul de rotire al articulaţiei etc.

La acestea se adaugă şi unele caracteristici ale SNEF:

— relaţia stimuli/forţă;
— modificarea poziţiei electrozilor faţă de fibrele nervoase pe durata contracţiei;
— rezistenţa electrozilor;
— împrăştierea efectului stimulării spre muşchii din vecinătate.

În plus, pe lîngă natura neliniară a relaţiei, adesea nu este posibil să se stimuleze toţi muşchii unui membru paralizat.

Paraliziile care pot apărea ca urmare a unor accidente sînt: centrale (sînt distruse legăturile între centrii motori ai creerului şi centrii de la nivelul măduvei spinării) şi periferice (sînt distruse celulele nervoase de la nivelul măduvei spinării sau nervii ce asigură legătura între acestea şi fibrele musculare). Aplicarea SNEF poate fi realizată numai în cazul primului tip de paralizie. La majoritatea handicapaţilor, măduva spinării fiind afectată la nivelul gîtului, apar paralizii de ambele tipuri, limitînd numărul muşchilor membrelor superioare care se pot stimula utilizînd SNEF.

Structura anatomică şi proprietăţile fiziologice ale scheletului şi muşchilor determină subdivizarea reglării SNEF în mai multe subbucle. Algoritmul de reglare trebuie să compenseze toate neliniarităţile. Se propune utilizarea unui model cu două nivele şi se evidenţiază dificultăţile ce apar în conducerea mîinii pe traiectorie folosind mişcările capului. În final se trece în revistă situaţia actuală în aplicarea SNEF.

Pentru aplicarea SNEF este necesară reducerea numărului gradelor de libertate. Dificultăţile care trebuie depăşite se referă la reducerea mobilităţii membrului ca urmare a accidentului, la consumul exagerat de energie, la complexitatea elaborării comenzii artificiale conştiente a membrului. În ceea ce priveşte controlabilitatea şi observabilitatea sistemului acestea sînt dificil de realizat. Suplimentar, se impune măsurarea alunecării pentru a asigura o strîngere sigură. Pentru realizarea prehensiunii se impune instalarea unor senzori la fiecare deget şi în palmă. Această solicitare nu poate fi satisfăcută momentan la un nivel corespunzător datorită indisponibilităţii unor senzori uşor ataşabili şi care să nu deranjeze pacientul prin dimensiuni, formă, greutate şi trasee electrice. În funcţie de complexitatea acţiunii care trebuie realizată, numărul de canale stimulate poate fi crescut, coordonarea realizîndu-se fie prin stabilirea unei reglări cu reacţie care să ajusteze modelele de stimulare individuală în concordanţă cu situaţia dinamică, fie — mai simplu — printr-o stimulare coordonată a canalelor.

La nivel experimental sînt dezvoltate sisteme de reglare în buclă închisă care rezolvă problema neliniarităţii predeterminînd în mod experimental parametrii regulatorului la fiecare aplicaţie. Întrucît această soluţie impune existenţa unei relaţii stimuli/contracţie stabile, se propune o procedură mai convenabilă folosind un sis-

tem de identificare încorporat care permite o determinare on-line a parametrilor. *Lucrările 02.1, 3-4 şi 02.1, 3-6* se ocupă cu aplicarea SNEF în recuperarea parţială a funcţiilor membrelor inferioare.

Posibilitatea aplicării SNEF a fost demonstrată printr-un mare număr de experimente (Peckham şi col. 1980, Stanič 1978 etc.). Experimentele au evidenţiat că pe lîngă controlul mişcărilor membrelor, SNEF previne instalarea pe viitor a atrofiilor musculare datorate imobilităţii (Benton 1980), asigurînd creşteri în valoare de pînă la cinci ori a momentelor exercitate de muşchi în articulaţia genunchiului după trei luni de stimulări electrice la suprafaţă (Kralj şi col. 1973), precum şi creşteri ale volumului şi rezistenţei la efort ale muşchilor (Brindley şi col. 1979).

Lucrarea 02.1, 3-4 prezintă în prima parte o sinteză asupra rezultatelor obţinute pînă în prezent în SNEF a muşchilor membrelor inferioare. Pentru început se abordează utilizarea SNEF în realizarea echilibrului şi stabilităţii pentru menţinerea în picioare. Menţinerea bolnavului în poziţia în picioare realizată prin folosirea unor bare paralele sau a unor cîrje va fi mult îmbunătăţită prin folosirea SNEF în buclă închisă a muşchilor soleari (muşchi flexori ai gambei) şi cuadricepşi. Prin stimularea în buclă deschisă a muşchilor cuadricepşi pacienţii paraplegici s-au putut ridica şi menţine în picioare pentru mai mult de o oră (Kralj şi col. 1980 şi Bajd şi col. 1982). Pentru realizarea deplasării, Lee şi col. în 1976 au stimulat muşchii flexori prin stimularea nervilor aferenţi. În acest scop s-au utilizat stimulatori implantaţi pentru nervii fesieri (gluteus) superiori şi inferiori (Stanič şi col. 1977).

Autorii subliniază că este esenţial ca orice sistem de reglare bazat pe SNEF să se caracterizeze prin proprietăţi de intrare/ieşire stabile şi să prezinte o bună repetabilitate, pentru muşchii stimulaţi, într-o gamă largă de condiţii. Aceste condiţii privesc lungimea şi oboseala muşchilor, precum şi deplasarea electrozilor.

Sistemele în buclă deschisă se caracterizează printr-o slabă repetabilitate şi relaţii intrare/ieşire neliniare, datorită unor factori izvorînd din tehnicile de SNEF şi proprietăţile inerente ale muşchilor. Dintre aceste obstacole oboseala muşchilor şi deplasările electrozilor au reprezentat principalele elemente ce au împiedicat aplicarea metodei.

Reglarea în buclă închisă a contracţiilor musculare (abordată de Crago şi col. 1980, Nauman şi Milner 1978, Petrofsky 1978) a permis obţinerea unor performanţe stabile prin ajustarea corespunzătoare a parametrilor regulatoarelor şi stimulatorului. Totuşi, deplasările chiar şi reduse ale electrozilor determină performanţe necorespunzătoare. În continuare lucrarea prezintă structura conceptuală generală a unei orthoze realizate prin SNEF. Intrările sînt comenzi generate de pacient prin diferite potenţiometre, comenzi prelucrate şi interpretate. Mişcările dorite sînt transpuse în traiectorii de referinţă, pe care regulatoarele vor încerca să le urmărească. Pe baza comparării acestei referinţe cu valoarea măsurată se calculează parametrii necesari pentru stimularea fiecărui electrod, parametrii convertiţi în semnal electric.

În general SNEF se realizează prin stimularea nervului ce inervează muşchiul. Se pot folosi electrozii de suprafaţă (stimulare de suprafaţă), electrozi subcutanaţi (stimulare intramusculară) şi electrozi pentru stimularea nervilor periferici. Aceştia sînt aleşi în funcţie de caracteristicile impuse pe fiecare canal de stimulare, autorii considerînd că cele mai bune performanţe le oferă electrozii intramusculari percutanaţi. În legătură cu natura semnalului se consideră că acesta trebuie să fie sub forma unor trenuri de impulsuri rectangulare care se pot modula în amplitudine, durată sau interval de succedare. În final se prezintă date privind experimentele realizate de autori, insistîndu-se asupra stării medicale şi psihice a pacienţilor supuşi experimentelor. Se descriu de asemenea caracteristicile electrozilor intramusculari utilizaţi, structura sistemului (realizat pe baza unui calculator de laborator MINC 11/23, produs de firma DEC) şi modul de amplasare al electrozilor. Se prezintă rezultatele experimentărilor cu un sistem în buclă deschisă şi cu un sistem în buclă închisă.

Sistemul în buclă deschisă, realizat sub forma unui echipament portabil pe bază de microprocesor, este ajustat în funcţie de caracteristicile pacientului într-o primă fază de învăţare. Sînt prezentate procedura principială, modul de funcţionare şi caracteristicile echipamentului, precum şi dezavantajele şi avantajele metodei.

Sistemul în buclă închisă se găsește în fază experimentală de laborator și trebuie să realizeze reglarea în cele două faze ale mersului (faza de deplasare și faza staționară). Pentru faza staționară se realizează stabilizarea genunchiului prin folosirea unui regulator PID, dar sînt de asemenea în studiu și alți algoritmi de reglare numerici. Regulatorul pentru faza staționară constă dintr-o serie de regulatoare separate care supraveghează fiecare cîțiva electrozi în paralel. Pentru faza de deplasare se impune dezvoltarea unui model dinamic al mișcării. Pentru aceasta autorii au folosit modelul neliniar Hamami și Fainsworth (1977), model liniarizat în jurul unui număr suficient de puncte. Pentru obținerea legilor de reglare s-au folosit rezultatele teoriei reglării sistemelor liniare semi-markoviene discretizate folosind criterii pătratice (Lalande și Chizek 1983).

Lucrarea 02.1, 3-6 abordează posibilitățile de realizare a unei orthoze. Aceasta este formată dintr-un cadru exoscheletic care furnizează energie sistemului senzorial, microcalculatorului, regulatoarelor și perifericelor. Se prezintă prototipul și schema bloc a sistemului.

Cadrul exoscheletic este realizat din oțel și are cîte un grad de libertate pentru articulațiile genunchiului și gleznei. Articulațiile șoldului și genunchiului sînt prevăzute cu limitatoare de cursă pentru a proteja pacientul de unghiuri în afara plajei normale. Corpul este sprijinit cu un corset, iar coapsele și gambele sînt fixate de cadru cu legături ușoare. Se prezintă și sistemul de acționare electrohidraulic amplasat într-un cărucior special, pe care pacienții îl deplasează folosindu-l și pentru susținere. Cadrul susținut de corp cîntărește 19 kg.

Sistemul senzorial este format fie dintr-un sistem de supraveghere triunghiulară cu două perechi de emițătoare/receptoare ultrasonice, fie pe bază de giroscop. Acest sistem permite măsurarea înclinației corpului față de linia perpendiculară. La talpă se folosește o pereche de senzori realizați din cauciuc preso-sensibil și a cărei conductivitate se modifică între două valori extreme.

Sistemul de conducere efectuează toate calculele necesare pentru a permite realizarea unei deplasări stabile. Structura hardware include o unitate centrală cu microprocesor Z-80 A și convertoare A/N și N/A. Ca o caracteristică de bază se evidențiază că fiind aproape imposibilă calcularea on-line a algoritmului de deplasare, se folosește un algoritm de referință înregistrat de la un individ sănătos. Acest algoritm se filtrează, se simplifică și se stochează în memoria microcalculatorului. Pentru a evalua caracteristicile de frecvență s-au analizat răspunsurile la intrări sinusoidale. Autorii analizează posibilitatea ca mersul să devină asimptotic stabil în prezența perturbațiilor externe. O problemă deosebită o ridică articulația gleznei, care nu este acționată de către sistem și pentru care s-a conceput un mecanism atașat care blochează și eliberează glezna în funcție de faza de mers. Sînt prezentate și analizate de asemenea rezultatele experimentale.

Măsurarea potențialului mioelectric folosind electrozi de suprafață

Lucrarea 02.1, 3-5 abordează domeniul utilizării semnalelor mioelectrice pentru reglarea dispozitivelor de tip proteză. Pentru a putea fi utilizate semnalele mioelectrice, trebuie asigurată o reprezentare precisă a proprietăților interfeței piele-electrod. Această interfață se poate interpreta ca un model simplu dedus prin analiză regresivă pe baza unui număr suficient de mare de date experimentale culese în condiții variate de la un număr dat de subiecți.

Semnalele mioelectrice pot fi măsurate utilizînd electrozi adecvați care pot fi de suprafață (localizați deasupra corpului mușchiului de interes) și intramusculari (inserați chirurgical sau cu ace hipodermice). Electrozii de suprafață sînt mai ușor de aplicat, dar primesc simultan semnale de la mai mulți mușchi, în timp ce electrozii intramusculari sînt mai selectivi. Pentru descrierea completă a sursei de semnal se impune realizarea unei reprezentări matematice a interfeței piele-electrod (De Luca și Forrest 1972, Geddes și col. 1971).

Potenţialele mioelectrice sînt generate pe durata contracţiei fibrelor musculare. Din acest motiv sursele de semnal sînt distribuite spaţial de-a lungul muşchiului. Semnalele însumate la electrod dau naştere potenţialului electromiografic (EMG). Descrierea precisă a procesului impune utilizarea ecuaţiilor diferenţiale. Pentru a simplifica modelul din considerente legate de uşurinţa reglării, autorii propun un model care poate fi descris printr-un circuit echivalent, cu trei terminale. Impedanţele pielii şi ale electrozilor sînt reprezentate prin două circuite RLC paralele, depinzînd de frecvenţă. Se evidenţiază că mărimile impedanţei, capacităţii şi rezistenţei ambelor tipuri de electrozi scad cu frecvenţa în mod liniar, pe un grafic dublu logaritmic. De asemenea se mai arată că impedanţele ambelor tipuri de electrozi sînt independente de distanţă. Se atrage atenţia că trebuie acordată o atenţie deosebită ajustării electrozilor în raport cu suprafaţa pe care se amplasează, astfel încît să se evite dezechilibrări importante. Sînt prezentate caracteristicile electrozilor utilizaţi, condiţiile experimentelor realizate şi metoda de prelucrare a datelor pentru descrierea modelelor.

Pentru a combina informaţiile culese de la diferiţi indivizi s-a dezvoltat o procedură de normalizare a datelor, procedură descrisă de asemenea în lucrare. Sînt prezentate şi discutate pentru cele două tipuri de electrozi variaţiile capacităţilor şi impedanţelor modelului în funcţie de frecvenţă, pe baza experimentărilor realizate în condiţii diferite.

Concluzii

Lucrările prezentate în cadrul secţiunilor reunite 02.1, 3 se ocupă cu reglarea neurală a funcţiilor motorii şi conducerea dispozitivelor de asistare a pacienţilor paralizaţi. Lucrarea [5] abordează problema folosirii semnalelor mioelectrice şi modelarea interfeţei electrod/piele. Sînt abordate aceste probleme pentru două tipuri de electrozi: de suprafaţă şi intramusculari.

Aspecte privind folosirea electrozilor se mai abordează şi în lucrarea 4. Lucrările [2], [4] şi [6] se ocupă cu aplicarea stimulării neuromusculare electrice funcţionale în scopul recuperării parţiale a funcţiilor motorii ale membrelor superioare [2] şi ale membrelor inferioare [4] şi [6]. Lucrările [2] şi [4] insistă asupra prezentării stadiului actual în aplicarea SNEF, precum şi a obstacolelor ce stau în calea acestei metode. Se prezintă de asemenea o bogată bibliografie privind domeniul, insistîndu-se asupra diferitelor contribuţii originale.

Lucrările [4] şi [6] au şi o importantă valoare practică, autorii prezentînd rezultatele experimentărilor realizate. Tot pe bază experimentală sînt determinate şi modelele electrice ale interfeţei piele/electrod în cadrul lucrării [5].

REGLAREA ORGANELOR ARTIFICIALE

Introducere

Unul dintre domeniile interdisciplinare de cel mai mare interes îl reprezintă *ingineria biosistemelor*. Oragnismul uman, care a sugerat legea fundamentală a conexiunii inverse sau a feedback-ului, face astăzi tot mai mult obiectul aplicării sistemelor tehnice de reglare automată şi de conducere capabile să preia sau să îmbunătăţească funcţiile organismului afectate de boală.

Lucrările *secţiunii 02.2* sînt lucrări de pionerat într-un domeniu situat la graniţa între medicină şi ingineria sistemelor automate, iar schimbul informaţional între ele constituie un factor de progres pentru ambele domenii.

Lucrările prezentate studiază posibilităţile de a determina organismul uman să aibă o comportare dorită, urmărind aducerea sa între anumite limite considerate normale, precum şi optimizarea comportării sale. Dificultăţile specifice studiului sis-

temelor de reglare umane, derivînd din inexistenţa unor date, caracterul complex al sistemelor, numărul mare de interconexiuni, caracterul ierarhic, sînt amplificate şi de răspunderea crescută derivată din necesitatea aplicării sistemelor propuse la om. Această caracteristică justifică preocuparea şi accentul pus pe simulările numerice ale modelelor propuse, precum şi pe numeroasele experimentări pe animale realizate de către autori.

Reglarea artificială în sistemul respirator

Lucrarea 02.2-1 abordează realizarea unui sistem adaptiv, cu reacţie, pentru tratamentul cu oxigen în cadrul unui incubator. Scopul tratamentelor cu oxigen în această situaţie este de a preveni deficienţele respiratorii la nou-născuţi. Lucrările elaborate pînă în prezent s-au ocupat în special de administrarea oxigenului la pacienţi maturi prin intermediul unui pulmotor sau al unui respirator controlat (Mikami şi col. 1975, Chambille şi col. 1975, Kunke şi col. 1976, Kawakami şi col. 1981). Autorii evidenţiază, că spre deosebire de aceste situaţii, tratamentul cu oxigen în incubator ridică o serie de probleme specifice, întrucît nou-născuţii respiră spontan în incubator şi există riscul ca aceştia să treacă în stări de deficienţe respiratorii, ca urmare a fluctuaţiei funcţiei plămînului datorată prematurităţii. Pot apare de exemplu, schimbări impredictibile ale ventilaţiei pulmonare, ale cantităţii de aer respirat (minut-volumul), ale volumului spaţiului mort sau instalarea hipoxiei respiratorii.

Pentru a compensa modificările şi particularităţile individuale ale nou-născutului în dinamica variaţiei tensiunii arteriale parţiale a O_2 (PaO_2), datorate variaţiei volumului de oxigen inspirat, autorii propun utilizarea unui sistem de reglare bazat pe o schemă adaptivă.

Se presupune că dinamica variaţiei PaO_2 este descrisă de un model liniar static. Prin identificarea modificărilor parametrilor modelului se poate evidenţia starea disfuncţiei respiratorii pe baza datalor de intrare (concentraţia de oxigen a amestecului gazos, FiO_2) şi de ieşire (tensiunea transcutaneică a O_2, $tcPO_2$). Corespunzător, în mod adaptiv, valoarea optimă a intrării FiO_2 este determinată minut cu minut. Monitorizarea PaO_2 se realizează utilizînd un traductor pentru $tcPO_2$. Pe baza valorii $tcPO_2$ măsurate, microcalculatorul stabileşte concentraţia optimă în O_2 şi FiO_2 şi activează o valvă a amestecătorului de gaz astfel încît să se modifice la valoarea optimă presiunea de O_2 a gazului inspirat (PiO_2) din incubator.

Pentru stabilirea schemei adaptive s-a analizat un model simplificat al procesului reglat. Pornind de la modelul difuziei de oxigen în incubator şi a unui model simplificat al dinamicii răspunsului PaO_2 funcţie de concentraţia de O_2 a PiO_2, se stabileşte un model intrare-ieşire discretizat adaptat prelucrării numerice:

$$y(k) = ay(k-1) + bu(k-1-L) + c$$

unde:

$y(k) = tcPO_2(k\delta)$ (ieşirea). Întrucît corelaţia între $tcPO_2$ şi PaO_2 este foarte mare, $tcPO_2$ poate fi tratată ca PaO_2 folosind calibrări corespunzătoare;

$u(k) = FiO_2$ (intrarea);

δ = interval de eşantionare;

$a = \exp(-\delta/T_1)$;

$b = K_1 (B-47)(1-\exp(-\delta/T_1))/100$;

$c = K_2 (1-\exp(-\delta/T_1))$.

În cele de mai sus parametrul a nu depinde de K_1 şi K_2, ci numai de constanta de timp T_1 (10 ... 13 minute) şi care poate fi determinată anterior reglării. Întrucît b şi c depind de K_1 şi K_2, amîndoi vor fi trataţi ca variabile nedeterminate. $L\delta$ este timpul mort total, iar K_1 depinde în principal de efectul de hipoxie respiratorie, în timp ce K_2 depinde şi de volumul spaţiului mort care creşte pe măsura intensificării deficienţei respiratorii.

Modelul propus nu necesită măsurarea PiO_2, fiind suficientă cunoaşterea $tcPO_2$ şi a FiO_2. Algoritmul propus reglează $tcPO_2$ la valoarea dorită într-un mod adaptiv-optimal. Schema de reglare constă dintr-un regulator optimal care generează μ° cal-

culat pentru modelul intrare/ieșire nominal, în timp ce schema adaptivă modifică comanda manuală μ° în concordanță cu schimbările din proces detectate.

Concentrația optimală de oxigen u(k) a amestecului gazos este determinată prin minimizarea unui criteriu de performanță. În final se prezintă schema de reglare adaptivă a parametrilor bazată pe o procedură de identificare a parametrilor b(k—1) și c(k—1) folosind metoda celor mai mici pătrate (Åstrom și col. 1980). Pe baza estimării parametrilor K_1 și K_2 se pot obține informații privind starea deficiențelor respiratorii ale nou-născutului și deci a oportunității continuării tratamentului cu O_2. Trebuie evidențiat în continuare că algoritmul include două bucle de reglare: regulatorul adaptiv și regulatorul numeric ce asigură optimalitatea.

Pe baza acestei metode se poate proiecta un sistem de reglare adaptiv mult mai general. Validitatea algoritmului de reglare a fost examinată prin simulări numerice utilizînd un model matematic neliniar bazat pe modelul Grodins (Grodins și col. 1967) și care este compus din trei compartimente principale (plămînul, pielea și creierul) legate prin sîngele circulator. Pe baza modelului Grodins autorii propun un model al respirației nou-născuților care ține seama de o serie de detalii chimice, de echilibrul concentrațiilor și de variația în timp a minut-volumului cardiac.

În final sînt prezentate rezultatele experimentelor realizate pe animale, prin simularea hipoxiei respiratorii folosind un pulmotor mecanic. La concluzii se subliniază că metoda descrisă poate fi extinsă la reglarea automată atît a presiunii de O_2, cît și a presiunii de CO_2 în sîngele arterial al nou-născuților ținuți în incubator, extindere ce face obiectul preocupărilor actuale ale colectivului.

Tot cu reglarea funcției respiratorii se ocupă și *lucrarea 02.2-3.* Autorii evidențiază că marea majoritate a sistemelor de reglare proiectate presupun descrierea perfectă a procesului condus. Întrucît nu întotdeauna acest lucru poate fi realizat, se propune utilizarea unei metode bazate pe teoria reglării proceselor liniare incomplet cunoscute, propusă de Kitamori (1979). Metoda se bazează pe ajustarea modelului sistemului reglat pe baza utilizării unui model de referință care posedă caracteristicile dinamice dorite. În acest fel sistemul reglat are o caracteristică cu timp de creștere suficient de scurt și proprietăți de amortizare corespunzătoare care nu sînt dependente de dimensiunile procesului reglat. Metoda de proiectare propusă se bazează pe utilizarea seriilor Volterra pentru reprezentarea procesului condus. În prima parte lucrarea analizează proiectarea sistemelor de reglare neliniare utilizînd model de referință. Se alege un model matematic descris printr-o serie:

$$W(S)=(\alpha_0+\alpha_1\sigma S+\alpha_2\sigma^2S^2+\ldots)^{-1}$$

Se introduce un sistem neliniar intrare/ieșire cu o singură intrare, descris printr-o serie funcțională Volterra, în care termenii neliniari de ordin mai mare ca r sînt presupuși necunoscuți și ca avînd o contribuție mai puțin importantă. Sînt prezentate și proprietățile de calcul cu operatori Volterra. Mai departe se prezintă teoria generală a proiectării sistemelor de reglare cu compensare serie și cu reacție. În partea a treia se aplică pentru modelul ales cele prezentate în dezvoltarea teoretică din partea a doua, considerînd că acesta este parțial cunoscut și descris printr-o serie funcțională Volterra. Se prezintă procesul reglat, pentru care se sintetizează sistemul invers pe baza cunoașterii limitate a obiectului controlat. Pentru a evidenția comportarea sistemului reglat se prezintă răspunsul la diferite intrări treaptă. Se proiectează sistemul de reglare cu compensare serie și cu reacție pentru sistemul studiat descris prin serii Volterra.

Pentru același proces reglat s-a construit și sistemul de reglare cu compensare serie bazat pe cunoașterea completă a modelului care descrie procesul. Deși informația asupra modelului este totală, totuși proiectarea este bazată pe ajustarea parțială a modelului, întrucît sistemul invers nu este perfect. Caracteristicile celor două sisteme au fost comparate evidențiindu-se că pe baza cunoașterii perfecte a procesului, se obțin valori mai convenabile ale parametrului σ, parametru care influențează valoarea timpului de creștere. În concluzie cu cît procesul reglat este mai bine cunoscut, cu atît mai convenabil pot fi aleși parametrii, ceea ce asigură un timp de răspuns mai bun. Pe baza analizei sistemului, se evidențiază că robustețea acestuia este păstrată suficient de bine atîta timp cît parametrul σ este ales mai mare decît para-

metrul σ_{optim} (chiar dacă apar modificări parametrice). Din punctul de vedere al limitării sistemului de reglare, se evidențiază că există o restricție în aplicațiile practice, în funcție de mărimea intrării pentru $r \geqslant 3$ (chiar și cînd obiectul reglat este descris complet de o serie Volterra de ordinul trei).

Ultima parte tratează aplicarea metodei de proiectare la sinteza sistemului de reglare a sistemului respirator. Ritmul ventilației alveolare precum și ritmul metabolic al organismului sînt considerate ca intrare și respectiv perturbație, în timp ce concentrația alveolară de CO_2 este privită ca ieșire (fiind cel mai important indice fiziologic de evaluare) a sistemului respirator artificial.

În sistemul respirator, concentrația alveolară de CO_2 și concentrația venoasă de CO_2, exprimate procentual, sînt alese ca variabile de stare X și Y, iar ritmul ventilației alveolare în l/min și ritmul metabolic transformat în volum de CO_2 în l/min reprezintă intrările U și M (perturbație). Pe baza stabilirii unei stări de echilibru, sistemul poate fi descris prin ecuațiile enunțate de Mohler (1973). Ecuațiile Mohler pot fi ușor transformate în serii Volterra. Scopul aplicării sistemului descris este de a păstra constantă concentrația de CO_2 alveolară. În cazul procesului analizat nu se pot obține informații despre schimbarea ritmului metabolic și deci termenii neliniari de ordin > 3 nu pot fi obținuți.

Sistemele de compensare serie și cu reacție sînt sintetizate într-o reprezentare discretă cu perioada de eșantionare τ. Pentru ambele sisteme de reglare parametrii sînt determinați în mod individual în cazul unei modificări treaptă în valoarea dorită și în cazul eliminării efectului perturbației. Sînt prezentate rezultatele obținute pentru ambele sisteme. Avantajul algoritmului propus față de metoda de reglare convențională utilizînd algoritmul PID este evidențiat prin compararea caracteristicilor pentru reglarea artificială a respirației. Acestea evidențiază că răspunsul PID este îmbunătățit prin utilizarea activă a acțiunilor derivate de ordin superior.

Reglarea artificială a cordului

Lucrările 02.2-2 și *02.2-4*, precum și una din lucrările expuse în plenară* tratează reglarea artificială a cordului.

Lucrarea 02.2.-2 abordează evaluarea parametrilor hemodinamici pentru reglarea adaptivă a cordului artificial prin simularea sistemului vascular. În domeniul reglării artificiale a activității sistemului circulator s-au depus eforturi în direcția realizării de sisteme de pompaj ale sîngelui pentru înlocuirea totală a cordului (cord artificial integral — CAI), și pentru sisteme de asistare a funcționării ventriculului (sistem de asistare ventricular — SAV). Se evidențiază că animalele cărora li s-a aplicat (CAI) au trăit pînă la 9 luni. Chiar și în cazul aplicării (CAI) o anumită reglare fiziologică este exercitată de către sistemul reglări periferice intact, reglare concretizată în hemodinamica venoasă patologică și care se manifestă prin creșterea tensiunii venoase exprimînd nevoia ca sistemul de reglare tehnic să înlocuiască funcția cordului natural. Pentru a asigura o aplicare optimală a CAI sau a unui cord auxiliar artificial (CAA) este necesar să se rezolve adaptarea ritmului perfuziei sistemului la starea modificabilă a activității organismului. În mod normal această cerință se asigură prin adaptarea cordului la solicitările variabile ale organismului prin intermediul numeroaselor mecanisme de reglare intra și extra cardiace. Complexitatea sistemului cardiovascular real implică realizarea unor simulări asistate de calculator în scopul completării rezultatelor experimentelor clinice realizate pe animale. Aceste simulări și experimente trebuie să permită studiul individual al variabilelor sistemului prin intermediul cărora se poate asigura o reglare adaptivă a CAI corespunzător variației condițiilor organismului. Pentru acest scop poate fi folosită ca variabilă biologică a sistemului, tensiunea atriului drept.

---

* Este vorba de lucrarea PS 6 „reglarea automată în și pentru biosisteme" de V. A. Viktorov, N. V. Novoselțev și V. O. Șumakov.

Întrucît interrelațiile sistemului circulator în buclă închisă determină același minut-volum (relativ la volumul de sînge pulmonar de la intrare), tensiunea atrială stîngă poate fi utilizată ca variabilă de reglare adițională.

Complexitatea sistemelor biologice implică multe dificultăți în dezvoltarea modelului matematic. Sistemul cardiovascular analizat în lucrare este descris printr-un model parametric care include mecanismul de reglare rapidă a tensiunii arteriale. Se prezintă un model ce evidențiază relațiile neliniare tensiune—volum și tensiune—debit în arteriole, precum și mecanismul de reglare bazat pe acțiunea fibrelor vasoconstrictoare din compunerea sistemului nervos.

Lucrarea mai evidențiază și dificultățile care apar în modelarea sistemelor biologice ca o consecință a structurii lor ierarhizate. Pentru sistemul circulator pot fi evidențiate cel puțin trei nivele ierarhice: nivelul circulației sîngelui, nivelul reglării sîngelui și nivelul de adaptare care modifică optimal parametrii regulatorului.

Pentru cazul aplicării unui CAI sau a unui SAV se impune dezvoltarea unui regulator adaptiv-optimal care să țină seama de nivelele de circulație și de adaptare ale sistemului real.

Se propune implementarea modelului matematic neliniar care descrie sistemul folosind tehnici de simulare numerică asistate de calculator, pentru a permite rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale neliniare.

Autorii au folosit o configurație pe baza unui calculator numeric de proces PDP 11/45 sub sistemul de operare multiuser RSX-11 D. Pentru simularea numerică s-a utilizat sistemul de simulare orientat pe prelucrări în bloc SIDAS, care permite rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale vectoriale de gradul I, rezultatele fiind afișate la display și la ploter.

Modelul matematic pentru reglarea pe termen scurt a tensiunii arteriale prezentat în lucrare este aplicabil la analiza comportării hemodinamice a sistemului sub condiții normale (orthologice) și anormale (patologice). Prin compararea cu datele obținute prin măsurări asupra organismului uman s-a evidențiat că modelul descrie suficient de bine comportarea reală putînd fi aplicat pentru studiul efectelor hemodinamice ale organismelor avînd încorporat CAI sau SAV.

Prin modificarea modelului în condiții de minut—volum constant se simulează comportarea hemodinamică a sistemelor cu CAI încorporat, permițînd evaluarea influenței ieșirii prestabilite a pompei de sînge în menținerea tensiunii arteriale și a tensiunii principale a sistemului între limitele fiziologice impuse.

Modelul matematic descris poate fi folosit și ca model de referință într-o schemă de identificare experimentală, prin intermediul căreia pot fi determinați o serie de parametri semnificativi nemăsurabili, ca de exemplu contractibilitatea inimii, elasticitatea compartimentelor venoase și arteriale etc.

S-au făcut experimentări în cazul CAI pentru studiul parametrilor hemodinamici relevanți ca, de exemplu: tensiunea arterială a sîngelui (TAS), rezistența periferică (RP), tensiunea arterială dreaptă (TAD=TVS), tensiunea atrială stîngă (TAS=TVD) și tensiunea pulmonară arterială (TPA) relativ la o scădere treptată a ritmului perfuziei. Parametrii hemodinamici au fost continuu monitorizați în timpul experimentelor cu CAI pe animale. Sînt prezentate rezultatele simulării experimentale, care concordă cu cele ale modelului propus. Se propune utilizarea modelului în proiectarea unor sisteme extracorporale de pompare a sîngelui folosind strategii de reglare optimală.

Lucrarea prezintă și rezultatele simulărilor utilizînd SAV. Acestea evidențiază — atît folosind modelul propus, cît și pe baza experimentelor cu animale — că singura soluție eficientă în caz de insuficiență cardiacă o constituie aplicarea unei deviații biventriculare. Simularea insuficienței cardiace s-a realizat prin injectarea de doze ridicate de clorură de potasiu sau prin ocluzia arterei coronariene stîngi. Simulările și experimentele evidențiază că utilizarea deviației biventriculare ușurează efectul insuficienței cardiace concomitent cu o comportare hemodinamică aproape normală a sistemului și a circulației pulmonare.

În final autorii arată că în prezent sînt preocupați de realizarea unei proceduri de alegere a vectorului amplificării regulatorului, procedură bazată pe utilizarea modelului redus de ordin 5. Se folosește metoda alocării polilor pentru sistemul în buclă închisă.

Lucrarea 02.2-4 abordează proiectarea unui regulator adaptiv pentru (CAI) și sistemul circulator. Variabilele de reglare pentru sistem sînt cursele stîngă și dreaptă, iar ieșirile sînt tensiunile atriale stîngă și dreaptă. Obiectivul sistemului este de a păstra tensiunea atrială la un nivel dorit, de a menține echilibrul între părțile stîngă și dreaptă a sistemului circulator și de a asigura inimii volumul dorit. Se asigură în același timp și sincronizarea perioadei sistolice cu unda naturală P (puls), după o strategie similară celei propuse de Kitamura și Akashi (1981). Sistemul este prevăzut cu o schemă de reglare adaptivă care permite menținerea tensiunilor atriale stîngă și dreaptă la nivelul dorit. A fost dezvoltat și un sistem de acționare care determină tensiunile (presiunile pneumatice) pentru pompele atriale stîngă și dreaptă permițînd golirea completă și realizarea curselor determinate de algoritmul de reglare.

Pentru început se propune o analogie electrică, adică un model electric care să permită simularea sistemului circulator folosind o rețea de tip RLC. Valvele de intrare și de ieșire sînt simulate utilizînd diode. Modelul este descris însă mai pe larg în „Adaptive control system for the artificial heart" (Proceedings Fourth Annual Conference, IEEE Engineering in Medicine and Biology Society 1982 — Mc Innis și col.).

Lucrarea descrie structura hardware a sistemului, structură prezentată într-o schemă și la care se alătură diagramele funcționării pompelor. Poziția pistonului este proporțională cu valorile U_S și U_D ale tensiunilor pentru ventriculele stîng și drept. Pentru poziționarea precisă a pistonului s-a utilizat o servovalvă hidraulică și un transformator diferențial liniar variabil (TDLV) într-o buclă proiectată pentru a realiza algoritmul PID clasic.

Valorile U_S și U_D sînt ajustate pe durata sistolei, astfel încît să se obțină golirea completă la fiecare bătaie. Pe durata diastolei, U_S și U_D sînt ajustate astfel încît să se asigure volumul dorit al curselor la fiecare bătaie. Din acest motiv se consideră că variabilele de reglare sînt volumele curselor pompelor stîngă și dreaptă. Variabilele de ieșire ale sistemului circulator sînt tensiunea atrială principală stîngă (TAS) și tensiunea atrială principală dreaptă (TAD). Tensiunea aortică principală (TAO) și minut-volumul cardiac (ieșirea cardiacă, OC) pot fi obținute de asemenea, dar nu sînt folosite ca variabile de ieșire. Tensiunile sînt măsurate utilizînd sonde umplute cu lichid și traductori de presiune fiziologici. Minut-volumul se măsoară folosind un debitmetru electromagnetic sangvin. Pentru implementarea algoritmului de reglare se utilizează un calculator LSI 11/23.

Pe baza modelului electric analog anterior, M. Reul a dezvoltat un sistem circulator artificial. Ventriculele artificiale au fost proiectate de către T. Akutsu la Institutul de Cardiologie Texas. Este descrisă pe scurt componența sistemului și se prezintă posibilitatea producerii unor condiții diferite pentru realizarea experimentărilor folosind sistemul circulator artificial. Pentru reducerea calculelor s-a folosit un model discret liniar:

$$Y(n+1)=AY(n)+BU(n)+C$$

unde:

$$Y=\begin{bmatrix} Y_S \\ Y_D \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} TAS \\ TAD \end{bmatrix};\ U=\begin{bmatrix} U_S \\ U_D \end{bmatrix} \text{cu } A, B \in \mathcal{M}_{2\times 2} \text{ și } C \in \mathcal{M}_{2\times 1}.$$

În urma experimentărilor folosind sistemul artificial se evidențiază că există un cuplaj slab între părțile stîngă și dreaptă, ceea ce permite decuplarea în scopul simplificării calculelor.

$$Y_S(n+1)=a_S Y_S(n)+b_S U_S(n)+C_S$$

$$Y_D(n+1)=a_D Y_D(n)+b_D U_D(n)+C_D$$

Efectul cuplării este absorbit în termenii C_S și C_D împreună cu alte perturbații. Pentru fiecare subsistem se utilizează cîte un regulator PID exprimat standard sub formă de algoritm recursiv. Pentru estimarea parametrilor se utilizează un algoritm de identificare recursiv pe baza metodei celor mai mici pătrate, algoritm propus de Goodwin și Sin (1984).

În final s-a implementat un regulator adaptiv multivariabil (cu două intrări și două ieșiri) de tip PID, care a evidențiat experimental avantajele decuplării. Pe baza experimentărilor cu sistemul simulat se pune în evidență posibilitatea stabilizării sistemului la o tensiune arterială fixată.

De asemenea, s-a evidențiat experimental că pe baza reglării tensiunilor sangvine se poate menține echilibrul între ieșirile ventriculelor stîng și drept, iar minut-volumul variază proporțional cu ritmul inimii.

Achiziția datelor și modelarea în electrooculografia clinică (E.O.G.)

Spre deosebire de lucrările anterioare, *lucrarea 02.2-6* nu se ocupă cu reglarea artificială a unor funcții umane, ci abordează posibilitățile de achiziție automată a datelor în electrooculografie (EOG). Aceasta este utilizată în oftalmologie pentru a măsura răspunsul în timp al potențialului corneoretinal la modificările intensității luminoase.

S-a dezvoltat un sistem de achiziție automată a datelor folosind un echipament organizat în jurul unui microprocesor, echipament care supervizează testele EOG, măsoară potențialul corneoretinal (PC) și transferă informația la calculatorul principal.

Pentru estimarea parametrilor modelului se utilizează curbe neliniare. Folosind EOG, în oftalmologie, pot fi detectate deficiențele fiziologice ale ochiului. Potențialul corneoretinal este un potențial între cornee și porțiunea posterioară a ochiului. Dinamica acestuia reflectă schimbările metabolice și permite diagnosticarea deficiențelor degenerative retinale. Principial, EOG implică măsurarea unei tensiuni obținute de la electrozii plasați pe partea opusă a ochiului. Această tensiune reflectă PC modulat de poziția ochiului. EOG reprezintă și cea mai simplă metodă pentru înregistrarea mișcărilor ochiului. EOG clinică implică înregistrarea la diferite intervale a tensiunii dintre doi electrozi aplicați pe piele, tensiune care exprimă mișcarea pe orizontală a ochiului peste un anumit unghi prestabilit. Schimbările de tensiune datorate fiecărei mișcări sînt eșantionate și înregistrate. Pentru adaptarea ochiului la un anumit nivel constant de iluminare, tensiunea EOG are o valoare de bază de ordinul 0,5 mV. Creșterea (scăderea) cu o treaptă a intensității luminoase cauzează o creștere (scădere) temporară a tensiunii EOG, urmată de un regim oscilatoriu amortizat cu o perioadă de oscilație și un timp de amortizare constante în jurul a 30 min.

Sînt evidențiate deficiențele metodei Arden (1962) precum și avantajele metodei Kolder și Homer.

Pentru măsurarea PC apar o serie de probleme. Se impune astfel o corecție matematică pentru calculul valorii reale a potențialului EOG. Pentru eliminarea interferenței frecvențiale este selectată o frecvență de eșantionare pentru conversia analog/numerică de 240 Hz.

Se prezintă și o metodă de eliminare a caracteristicilor personale a fiecărui individ. Pentru eliminarea variațiilor potențialului măsurat datorate mișcărilor ezitante sau eșecurilor se folosește detectarea automată a acestor situații urmată de corecțiile corespunzătoare.

În baza celor rezumate s-a proiectat un sistem pe bază de microprocesor, care furnizează automat și temporizarea experimentului. Instrumentul este portabil și permite detectarea automată și identificarea mișcărilor ochiului. După fiecare experiment sistemul furnizează un listing cu valorile PC. Echipamentul memorează timpul și variația PC în scopul transmiterii lor la alt calculator central.

Lucrarea abordează și prezentarea unor modele ale răspunsului EOG. Prelucrarea ulterioară și modelarea estimării parametrice se realizează pe calculatorul central. Estimarea parametrilor modelelor se face utilizînd metoda Marquart.

Modele studiate sînt:

(1) $Y(t)=K_1+K_2 \exp(-A_1 t) \cos(W_1 t+H_1)+K_3 \exp(-A_2 t) \cos(W_2 t+H_2)$

(2) $Y(t)=K_1+K_2 \exp(-A_1 t) \cos(W_1 t+H_1)+K_3 \exp(-A_2 t)$

(3) $Y(t)=K_1+K_2 \exp(-A_1 t) \cos(W_1 t+H_1)$

cu K_1, K_2, K_3, A_1, A_2, W_1, W_2 parametri.

Pe baza presupunerii că sistemul este liniar, se poate considera o suprapunere a două răspunsuri treaptă deplasate cu un interval de timp de 10 minute, pe baza cărora folosind un model de tip (3) se obține:

$$(4)\quad Y(t)=K_1-K_2\exp(-A_1t)\cos(W_1t+H_1)\cdot U_1(t)+ +K_2\exp(-A_1(t-10))\cdot\cos(W_1(t-10)+H_1)\cdot U_1(t-10)$$

$U_1(t)$ = funcția treaptă unitară

Pentru eliminarea discontinuității termenului $K_2\cos(H_1)$, la $t=10$ min se folosește modelul:

$$(5)\quad Y(t)=K_1-K_2\exp(-A_1t)\cdot\sin(W_1t)\cdot U_1(t)+K_2\exp(-A_1(t-10))\cdot \cdot\sin(W_1(t-10))\cdot U_1(t-10)$$

În concluzie, autorii propun un sistem de achiziție automată în EOG, care utilizînd un calculator central permite și estimarea parametrilor modelului. Sistemul facilitează achiziția și acumularea unei baze de date necesare evaluării modelului.

În cadrul secțiunii 02.2 s-au prezentat lucrări care abordează modelarea sistemelor biomedicale, achiziția automată urmată de prelucrarea informațiilor în diagnoza automată și totodată aplicarea acestora pentru realizarea comenzii organelor artificiale.

Lucrările [1], [2], [3] și [4] propun modele matematice neliniare ([1], [2] și [4]) și liniare ([1] și [3]) pentru sistemele circulator ([3] și [4]) și respirator ([1] și [2]), algoritmii de reglare fiind de tip adaptiv optimal ([1], [2] și [4]) și cu compensare serie și reacție [3].

Modelarea se face fie pe baza folosirii informației complete din proces (eventual și prin identificarea parametrilor folosind metoda celor mai mici pătrate ([1] și [4]), fie pe baza teoriei reglării proceselor liniare incomplet cunoscute propusă de Kitamori [3] și care folosește serii funcționale de tip Volterra.

Modelele sînt simulate numeric ([1] și [2]) și verificate experimental ([1], [2] și [4]).

Lucrarea [6] abordează achiziția și prelucrarea automată a datelor în diagnoza automată.

Din punct de vedere al realizării fizice, lucrările [1], [2] și [6] necesită utilizarea unor sisteme de calcul folosind un minicalculator ([1] și [2]), respectiv o structură ierarhizată cu un terminal inteligent și un minicalculator [6].

Lucrările secțiunii 02.2 prezintă un caracter net interdisciplinar, determinînd colaborarea în colective relativ numeroase a medicilor, fiziologilor, biologilor și inginerilor.

În final, trebuie subliniată preocuparea autorilor de a compara, pe bază de simulări numerice și experimente, concordanța modelelor propuse cu biosistemele regulatoare reale.

REGLAREA ÎN SISTEME METABOLICE-ENDOCRINE

În *lucrarea 02.4/A-1* se prezintă un model discret care descrie relația dinamică existentă între administrarea medicamentelor și numărul de leucocite normale și bolnave în sîngele periferic. Parametrii necunoscuți ai modelului sînt estimați prin date ale testelor clinice de laborator, folosind metoda celor mai mici pătrate. Modelul concordă foarte bine cu datele clinice și permite să se prognozeze evoluția stării pacientului și să se evalueze parametrii clinici.

Leucemia acută este o afecțiune care determină proliferarea celulelor sangvine premature în măduvă și în sîngele periferic. Strategia terapeutică a acestei boli

constă în a distruge total leucocitele în măduvă, sînge şi organe prin chimioterapie (distrugerea tuturor celulelor) şi de a aduce pacientul într-o stare de diminuare a funcţiilor organismului, în cadrul căreia se lasă să se recupereze celulele albe normale din sînge. Deşi această strategie a prelungit remarcabil timpul de viaţă al pacientului, rezultatele depind încă prea mult de experienţa medicului. Se pare că nu s-au raportat încă lucrări de teoria sistemelor orientate în această direcţie.

În lucrare autorii arată că modelul corespunde datelor clinice şi poate asigura o predicţie a stării clinice de la 5 la 14 zile. Se pot evalua parametrii clinici precum: sensibilitatea la medicamente, durata efectului medicamentelor etc.

În continuare se realizează modelul pentru procesul dinamic al celulelor albe bolnave şi normale din sînge. În sîngele periferic al pacienţilor bolnavi de leucemie au fost măsurate următoarele variabile: numărul de plachete sangvine, numărul de celule roşii din sînge, hemoglobina, reticulocitele, celulele albe normale din sînge şi celulele bolnave.

Evoluţia schimbărilor produse în starea clinică a unui pacient bolnav de leucemie acută se poate împărţi în mod normal, în trei faze:

— atenuarea după primele tratamente (faza I şi respectiv faza I' indică atenuarea pînă la dispariţie sau atenuarea parţială);

— atenuarea după recidivă (faza II şi II');

— starea finală (III).

În analizele următoare se consideră că administrarea de medicamente reprezintă variabilele de intrare pentru corpul viu şi se adoptă două variabile de ieşire: prima este numărul de celule albe bolnave, care reprezintă hematogeneza anormală şi a doua este cea a celulelor albe normale din sînge, care reprezintă hematogeneza normală. Se dă şi un tabel în care se face o clasificare mai detaliată a celulelor sangvine, funcţie de tipurile variate de leucemie.

Luînd în considerare existenţa rezultatelor experimentale (Mori — 1982 şi Takekawa — 1983) obţinute la acţiunea de distrugere a celulelor prin agenţi chimioterapeutici (Shimoyama — 1978) şi cu anumite aproximări, se poate construi următoarea ecuaţie diferenţială, care descrie relaţia între intrări, (D_{1i} şi D_{2j}) într-o anumită doză la $t=t_0$, şi ieşiri ($N(t)$, $t \geqslant t_0$):

$$\frac{1}{N(t)}\frac{dN(t)}{d(t)}=a-\sum_{i=1}^{n}\gamma_i D_{1i}\exp\left(-\theta_{1i}(t-t_0)\right)-$$

$$-\sum_{j=1}^{m}\beta_j(\alpha_j(1-\exp\left(-\alpha_j D_{2j}\exp\left(-\theta_{2j}(t-t_0)\right)\right)) \tag{1}$$

unde:

N	este	numărul de celule albe normale sau bolnave;
D	—	doza de medicamente (în mg);
a	—	viteza de dublare a celulelor (l/zi);
γ, β	—	sensibilitatea medicamentelor (l/(zi.mg));
α	—	constanta de saturaţie cu medicamente (l/mg);
θ	—	viteza de difuzie a medicamentelor (l/zi).

Ecuaţia (1) este aproximată într-o formă discretă cu un pas de discretizare de 1 zi. Pentru cazul dozării intermitente în K puncte temporale vom obţine următoarea ecuaţie diferenţială:

$$\ln N(t_{k+1})=\ln N(t_k)+a-\sum_{q=0}^{K}\sum_{i=1}^{N}\gamma_i D_{1iq}\exp\left(-\theta_{1i}(t_k-t_q)\right)-$$

$$-\sum_{j=1}^{m}\beta_j/\alpha_i(1-\exp(-\alpha_j\sum_{q=0}^{K}D_{2jq}\exp\left(-\theta_{2j}(t_k-t_q)\right)) \tag{2}$$

De notat că concentraţia fiecărui medicament în măduvă şi sînge este înlocuită de doza respectivă. Cînd se folosesc în acelaşi timp două sau mai multe medicamente, efectul lor va fi reprezentat de cel dominant.

Se presupune că toți parametrii din ecuația 2 (a, α, β, γ și θ) sînt constanți în fiecare fază: I (I'), II (II') și III. Această ipoteză restrictivă se folosește pentru a ușura estimarea parametrilor. Real asemenea parametri variază în timp după evoluția terapeutică.

Pentru estimarea parametrilor necunoscuți se folosește metoda minimizării erorii prezise într-un pas și criteriul pătratic.

$$J = \sum_{K=0}^{M} [\ln \widehat{N}(t_{k+1}) - \ln N(t_{k+1})]^2 \qquad (3)$$

unde $\widehat{N}(t_K)$ este valoarea prezisă într-un pas, dată de înlocuirea datelor de laborator în ecuația (2) și M este numărul de date folosite pentru estimarea parametrilor.

Pentru calculul practic s-a folosit pachetul de programe SALS (Nakagawa 1982).

Pentru aplicarea acestei metode, datele trebuie luate la o viteză de eșantionare constantă. Aceasta se întîmplă însă foarte rar în condiții de clinică. De aceea datele au fost prelucrate anterior prin interpolare, astfel încît să avem o perioadă constantă (normal 1 zi) înainte de estimarea parametrilor.

Modelul este folosit pentru predicția comportării viitoare a celulelor albe normale și bolnave din sînge. Predicția înseamnă aici să calculăm succesiv starea cu un pas înainte ($N(t_{K+1})$), din ecuația 2, folosind cantitățile de intrare cunoscute (D_{1iq} și D_{2iq}) și starea anterioară ($N(t_K)$). Se poate spune că modelul reușește să prezică comportarea celulelor în următoarele 5 pînă la 7 zile.

Această tehnică poate fi folosită pentru predicția timpului de reapariție a celulelor leucemice în sîngele periferic. Cînd celulele bolnave sînt distruse și scad ca număr, datorită administrării de medicamente, este imposibil să se obțină o numărare corectă a lor sub microscop. Parametrii necunoscuți din ecuația 2 au fost estimați folosind date de la începutul investigației pînă în cea de-a 32 zi, iar stările de după cea de-a 33-a zi au fost prezise utilizînd modelul.

Putem evalua efectul medicamentelor asupra unui organism viu astfel:

1) Efectul medicamentelor asupra celulelor leucemice scade cu schimbarea fazelor clinice, în timp ce pentru celulele normale crește. Aceasta arată că terapia actuală devine dificilă în fazele avansate ale bolii.

2) Recuperarea este mai rapidă pentru celulele leucemice decît pentru cele normale. Aceasta sugerează de asemenea dificultatea distrugerii celulelor bolnave fără a le distruge și pe cele normale.

În concluzie modelul discret propus în această lucrare reușește să simuleze cursul clinic al schimbărilor produse în starea pacientului suferind de leucemie. El furnizează mijloace de predicție și evaluare a parametrilor clinici, care sînt foarte utile pentru terapia practică. Există și posibilitatea de a îmbunătăți modelul luînd în considerare și cinetica ciclului celulelor.

În *lucrarea 02.4/A-2* se prezintă reglarea robustă a modelelor farmacocinetice incerte. Scopul comunicării este de a realiza proiectarea reglării robuste, în buclă deschisă, a modelelor farmacocinetice, care au de obicei parametrii foarte incerți.

De cîte ori se identifică un model parametric din date de intrare/ieșire perturbate de zgomot, se obține un model ai cărui parametri sînt incerți. Ca rezultat trebuie să se considere că de fapt există o populație de modele posibile ale căror trăsături trebuie estimate din date. În modelarea biologică problema incertitudinii parametrilor capătă o importanță specială — din cauza datelor de slabă calitate disponibile în mod obișnuit — proiectîndu-se mijloace speciale pentru estimarea populațiilor statistice din măsurări individuale.

Deși mai sînt multe de făcut în acest domeniu, lucrarea de față consideră ca fiind cunoscute populațiile de modele posibile și încearcă să proiecteze o strategie robustă de administrare a medicamentelor pentru sistemele biologice ale căror modele sînt incerte. Se va arăta că o asemenea abordare dă rezultate mai bune decît optimizarea comportării unui model nominal dat.

În partea a II-a a lucrării se descrie un exemplu de problemă de reglare farmacocinetică, pentru care se aplică metodele arătate. În partea a III-a se prezintă

o metodă de obținere a unei reglări realiste (dar nerobuste) pentru modele nominale, cu care se vor compara reglările realiste și robuste. Partea a IV-a a lucrării se ocupă de o abordare deterministă a reglării robuste, în care nu se ia în considerare funcția de densitate a probabilității populațiilor de modele, contrar părții a V-a în care se prezintă o abordare stohastică a aceleiași probleme. Deși toate exemplele care au fost tratate pînă acum sînt de natură biologică, se consideră ca fiind foarte facilă o extindere a rezultatelor în alte domenii.

Abordarea deterministă, deși comportă calcule mult mai complicate, se folosește atunci cînd reglarea trebuie să fie acceptată de toate modelele sau cînd funcția de densitate probabilistică nu este accesibilă. Cînd nu avem aceste cerințe, abordarea stohastică are următoarele două avantaje față de cea deterministă: este mai simplu de implementat și de potrivit pe cea mai comună caracteristică a populațiilor de modele și în al doilea rînd, permite să se ia mai ușor în considerare reglarea incertă ca și incertitudinea parametrilor.

În *lucrarea 02.4/A-3* se prezintă posibilitatea reglării în buclă deschisă a glucozei din sînge. Pentru a studia posibilitatea reglării în buclă deschisă a glucozei din sînge, în caz de diabet, se folosesc cele mai simple și mai potrivite modele și metode de identificare și reglare. Nivelul glucozei în sînge este considerat ca ieșire a unui sistem liniar, cu intrările date de administrarea insulinei și absorbția hidraților de carbon.

Pentru a valida modelul se folosește o intrare nefiziologică (perfuzia intravenoasă cu glucoză). Bazîndu-se pe funcțiile de răspuns, se realizează un sistem de pompare a insulinei programat anterior individual. Pentru a demonstra valabilitatea abordării se face o comparație între modelele prezise și nivelul de glucoză din sînge obținut experimental.

În organismele sănătoase sistemul de reglare a glucozei din sînge menține un nivel extracelular relativ constant de glucoză, chiar și în cazul diferitelor perturbații. Variabila de reglare dominantă este insulina secretată de celulele pancreatice. În cazul diabetului dependent de insulină, aceasta trebuie înlocuită prin administrarea ei din exterior. Dispozitive avansate de distribuire a insulinei furnizează medicilor posibilitatea de a realiza o largă varietate de regimuri de dozare. Pentru aceste dispozitive sînt însă necesari algoritmi de reglare adecvați.

Au fost folosiți cu succes diferiți algoritmi (Albisser, 1974, Clemens, 1979, Santiago, 1979) în buclă închisă pentru pancrease artificiale. Ele necesită măsurări permanente ale nivelului glucozei din sînge. În forma prezentă, aceste dispozitive sînt scumpe și aplicabile doar în condiții de spital. Sisteme portabile de distribuire a insulinei, compuse din rezervor de medicamente, pompă peristaltică, controlor al vitezei și baterie, nu măsoară nivelul de glucoză în sînge și de aici apare doar posibilitatea de folosire în buclă deschisă.

În aplicațiile în buclă deschisă este necesar să se determine corect dozele și timpii de administrare a insulinei pentru fiecare caz de diabet. S-au făcut mai multe încercări de a asigura o reglare a nivelului de glucoză, cît mai apropiată de cea realizată fiziologic. Deși ultimele abordări au dat rezultate satisfăcătoare, necesitatea de a utiliza dispozitive în buclă închisă, care sînt scumpe, restrînge gama de aplicații, în timp ce celelalte abordări sînt în întregime euristice.

Pașii utilizați în mod obișnuit pentru a rezolva o asemenea problemă de reglare sînt: formularea generală a problemei, selecția modelului, proiectarea identificării experimentelor, colecții de date, identificarea sistemelor, validarea modelului, construcția algoritmului de reglare și, în final, testarea aplicațiilor. Pentru a studia posibilitatea reglării în buclă deschisă a glucozei din sînge s-a ales cea mai simplă metodă pentru fiecare pas al procedurii de proiectare. Lucrarea prezintă rezultatele obținute și relevă cîteva probleme rămase nerezolvate.

Scopul terapiei cu insulină în cazul diabetului este de a obține nivele ale glicemiei cît mai apropiate de cele fiziologice. Dozarea insulinei trebuie echilibrată concomitent cu rația alimentară și cu necesarul de energie (activitatea fizică) a pacientului.

Reglarea în buclă deschisă trebuie să urmărească — cel puțin parțial — efectul insulinei secretate de organism, prin administrarea din exterior a insulinei în infuzii consecutive și cu viteze și durate diferite.

Au fost publicate modele matematice de diferite complexităţi pentru a descrie dinamicile sistemului metabolic al hidraţilor de carbon sau ale anumitor părţi componente ale lui. Însă, în prezent, nici unul dintre ele nu pare potrivit pentru a rezolva probleme de reglare în timp real. Problema de bază este neidentificabilitatea modelului, astfel încît informaţia care se poate obţine în studii pe viu nu este suficientă pentru a determina parametrii modelului. Din această cauză, folosind valori nominale, asemenea modele sînt utile pentru simularea dinamicii de reglare a glucozei din sînge, individualizările modelelor fiind datorate consideraţiilor practice.

Ecuaţia:

$$G=H_G*(H_I*D—u_G) \quad (1)$$

dă forma actuală a relaţiei intrare-ieşire necesară soluţionării problemei de reglare, unde:

G este nivelul zilnic al glucozei din sînge;

u_G — răspunsul în glicemie a sistemului pentru o intrare dată de glucoză;

D — funcţia de răspuns la impuls;

H_I*H_G — strategia dozajului.

Pentru a aprecia funcţiile din ecuaţia (1) au fost făcute teste de toleranţă în 14 cazuri de diabet datorat insulinei. Răspunsul în glicemie la administrarea insulinei a fost investigat folosind un test special de sensibilitate la insulină, care a constat în două studii realizate în aceeaşi perioadă pentru două zile consecutive. Au fost realizate suplimentar şi teste clinice necesare validării modelului. Pentru a studia răspunsul în glicemie după o mărime de intrare dată de insulină, aceste teste au fost făcute pe pacienţi cărora li s-a administrat insulina în condiţii diferite.

Diagnosticările şi proiectarea terapiei bazate pe acest model oferă mijloace importante pentru îmbunătăţirea reglării stării pacientului. Răspunsul glucozei din sînge la administrarea insulinei şi absorbţia hidraţilor de carbon pot fi descrise de un simplu model liniar cu două intrări şi o ieşire. Rezultatele indică că aparatele de infuzie a insulinei în buclă deschisă pot asigura valorile glicemiei similar celor obţinute utilizînd reglarea cu reacţie, dacă administrarea insulinei se bazează pe determinări experimentale ale caracteristicilor răspunsului pentru fiecare pacient. Metoda prezentată poate fi extinsă uşor şi la alte cazuri de administrare a insulinei.

Această metodă are totuşi cîteva dezavantaje care îi reduc gama de aplicabilitate. Utilizarea pancreasului artificial pentru realizarea testelor clinice o face prea scumpă şi, mai ales, condiţiile de test nu pot simula perfect activitatea zilnică normală a pacienţilor diabetici.

În acelaşi domeniu se înscrie şi *lucrarea 02.4/A-4* privind sistemul de reglare a glucozei şi utilizarea modelelor pentru înţelegere şi reglare. În lucrare se analizează utilizarea modelelor în soluţionarea problemelor care apar în conducerea sistemelor de reglare pentru diabetici. Se prezintă modele dinamice ca o unealtă esenţială de investigaţie. Se expun diferite strategii de modelare, incluzînd un model complet al sistemului de reglare a glucozei.

În organismele sănătoase glucoza din sînge este reglată prin mecanisme complexe de reacţie, care implică interacţiunea mai multor hormoni şi a altor substanţe. Deficienţe în reglarea normală a zahărului din sînge duc la afecţiuni cunoscute în general sub numele de diabet. În acest caz apar deteriorări în sistemul care implică glucoza din sînge şi hormonul de insulină. Ca rezultat apare o creştere a concentraţiei de glucoză în sînge, care poate fi datorată sau imposibilităţii celulelor pancreatice beta de a secreta cantitatea necesară de insulină, sau acţiunii defectuoase exercitate de insulina secretată în creşterea utilizării de către celule a substanţelor nutritive. Cea mai gravă formă de diabet este numită de tipul 1, în care, ca rezultat al îmbolnăvirii celulelor beta, nu se secretează insulină. Pacientul trebuie să recurgă la un tratament de infuzie a insulinei din exterior.

S-au propus variate sisteme în buclă deschisă sau închisă pentru infuzia insulinei, ca alternativă a terapiei convenţionale care foloseşte multiple injecţii subcutanate.

În această lucrare se analizează utilizarea modelelor pentru soluționarea problemelor care apar în diabetul de tipul 1, atît în termeni de strategie a reglării, cît și în evaluarea calității reglării.

În lucrarea anterioară s-au prezentat metodele bazate pe reglarea în buclă deschisă. La metodele care utilizează reglarea în buclă închisă este prezent un senzor pentru glucoză, iar infuzia cu insulină ține cont de un algoritm de reglare care se bazează pe măsurări permanente ale glucozei din sînge.

Un studiu cantitativ al avantajelor aduse de algoritmii de reglare nu este practic realizabil pe un pacient diabetic, datorită motivelor de ordin etic. Pentru a rezolva această problemă s-a proiectat un model de studiu, folosind un model anterior al sistemului de reglare a glucozei din sînge (Cobelli și Mari, 1983). S-a simulat o configurație de reglare în buclă închisă, pe care s-au testat metodele de infuzie cunoscute: subcutanate și periferice intravenoase.

Studiul profilului minimal al insulinei, care dă viteza de apariție a glucozei și necesitatea forțării unei concentrații de glucoză cu profil normal în compartimentul extracelular, duce la următoarele concluzii:

În primul rînd, folosind infuzii periferice cu insulină nici un algoritm implementat nu a fost în stare să normalizeze nivelul de insulină din plasmă și deci nici starea metabolică a pacientului.

În al doilea rînd, configurația dinamică arată un vîrf inițial extrem de înalt față de configurația normală, în timp ce profilul insulinei din plasmă, obținut prin simularea algoritmilor de reglare, nu diferă marcant de cel minimal. Aceasta indică faptul că algoritmii de reglare joacă un rol minor în determinarea nivelului insulinei, în timp ce modalitatea de infuzie a insulinei este de importanță majoră. Mai mult, reiese că metodele periferice (și subcutanate) de distribuire a insulinei sînt legate inevitabil de o incertitudine intrinsecă a cărei consecințe pe timp îndelungat sînt încă necunoscute.

Din rezultatele obținute experimental, ca și din cele teoretice, rezultă că metabolismul unui pacient diabetic nu poate fi normalizat nici prin terapia convențională subcutanată, nici prin sistemele în buclă deschisă sau închisă de infuzie a insulinei. Cu alte cuvinte, în timp ce concentrația de glucoză este raportată ca fiind în limite normale, alte variabile metabolice nu sînt controlate în mod satisfăcător. În consecință, pentru o cunoaștere mai intimă a variabilelor necontrolate sînt necesare experimente de urmărire și modele bazate pe comportamentul fiziologic.

Se propun două modele comportamentale liniare pentru descrierea metabolismului, a distribuției glucozei și reglării insulinei. S-au folosit două strategii, prima implicînd estimarea limitelor parametrilor, iar a doua incorporînd cunoștințe fiziologice suplimentare. Folosind această ultimă strategie, modelele au devenit identificabile în mod unic, iar parametrii lor necunoscuți au putut fi estimați cu precizie.

Rezultatele obținute arată importanța modelelor pentru a înțelege cauzele și efectele mecanismului de deteriorare a metabolismului, precum și ca o bază pentru îmbunătățirea strategiei terapeutice. În această lucrare s-a discutat modul în care modelele dinamice pot ajuta în soluționarea problemelor ce se ivesc în menținerea sub control al diabetului. Problemele care au fost examinate au necesitat diferite strategii de modelare, incluzînd un model complet al reglării glucozei din sînge precum și un model comportamental liniar. De asemenea, reiese clar că succesul investigărilor bazate pe modele necesită ca etapa de proiectare experimentală să urmărească îndeaproape procesul modelat. Studiile prezentate au furnizat rezultate în domeniile: reglării distribuirii insulinei în buclă închisă și deschisă, al cineticii insulinei subcutanate și al distribuției și metabolismul glucozei la pacienții diabetici tratați prin pomparea insulinei, iar parametrii necunoscuți au putut fi estimați cu precizie.

În *lucrarea 02.4/A-5* se descrie un model al unui sistem de reglare dedus din interpretarea măsurărilor clinice ale afecțiunilor tiroidei.

Se arată că un model identificat din date clinice de rutină poate fi folosit pentru a prezice starea pacientului. Se discută unele trăsături ale modelului cum ar fi: implementarea lui pe microcalculator; exactitatea predicției pe termen lung a stării pacientului din date clinice pe termen scurt; introducerea efectului variației în timp prin aducerea la zi a parametrilor modelului folosind estimarea secven-

țială, precum și rolul modelului relativ la proiectarea experimentală.

Una dintre formele majore a afecțiunilor tiroidiene este caracterizată de ridicarea nivelului hormonilor tiroidieni: tiroxina (T_4) și triiodotironina (T_3). Readucerea acestor variabile la valori acceptabile este realizată prin administrarea pe cale bucală a medicamentelor antitiroidiene.

Lucrarea descrie rolul modelului unui sistem de reglare a dinamicii hormonale, care poate fi privit ca un ajutor potențial pentru deciziile clinice din moment ce poate fi utilizat la predicția tendințelor și impunerea schemelor alternative de administrare a medicamentelor.

Calculul complet necesar dezvoltării modelului este conținut în lucrarea lui Carson, Edwards și Finkelstein (1983). Datele utilizate au fost preluate de la Mortimer (1977) pe baza răspunsului obținut de la 12 pacienți cu hipertiroidă care au fost tratați cu medicamente antitiroidiene (carbimazol). Măsurările au fost validate la o frecvență care nu a depășit una pe săptămînă asupra a trei variabile biochimice tiroxina (T_4), triiodotironina (T_3) și tirotropina și a unui index clinic care reprezintă o sursă a măsurărilor unui număr de semne și simptome clinice.

Acțiunea antitiroidiană s-a presupus că apare la nivelul sintetizării proteinelor astfel încît înmagazinările coloidale considerabile, caracteristice pacienților hipertiroidieni, sînt suficiente pentru a menține ieșirile pe perioada mai multor săptămîni de suprimare a medicamentelor. Simularea unui model ce urmărește și compartimentul de stocare, aduce totuși doar o mică îmbunătățire a erorii reziduale totale, ducînd însă la o considerabilă scădere a robusteții. De aceea, s-au descris dinamicile hormonale tiroidiene prin următoarele ecuații:

$$x_1(K+1)=p_1x_1(K)+p_2e^{-p_4d(K)} \tag{1}$$

$$x_2(K)=p_3x_1(K) \tag{2}$$

unde: $x_1(K)$ și $x_2(K)$ reprezintă concentrația de T_4 și T_3 în timpul K (de ordinul săptămînilor), d(K) este doza de „carbimazol" în timp, iar p_1 pînă la p_4 sînt parametri.

Folosind datele disponibile de T_3, T_4 și carbimazol pe o perioadă de tratament, modelul definit de ecuațiile (1) și (2) devine identificabil.

Anterior terapiei cu medicamente starea stabilă este dată de:

$$x_1=\frac{p_2}{1-p_1} \tag{3}$$

$$x_2=\frac{p_2p_3}{1-p_1} \tag{4}$$

p_3 este definit de măsurări simultane pentru T_3 și T_4 și este în general independent de ceilalți parametri. Noua formă a modelului poate fi considerată ca o descriere în 3 parametri a dinamicii variabilelor normalizate T_3 și T_4.

În modelul inițial (ecuațiile (1) și (2)), considerat ca un model general al pacientului, valorile parametrilor au fost obținute prin estimări simultane asupra tuturor celor 12 pacienți folosind un algoritm pătratic neliniar. Rezultatele sînt folosite pentru identificarea caracteristicilor de răspuns anormale ale pacientului sau a unor erori de măsurare.

Identificarea modelelor cu 3 sau 4 parametri s-a bazat pe estimarea datelor pe toată perioada tratamentului. Este necesară o estimare recursivă a modelului pentru a testa eficacitatea lui atît în a depista parametrii, cît și în a furniza predicția utilizată la elaborarea tratamentului. Un avantaj al estimării recursive este distribuirea calculelor pe perioada fiecărei achiziții de date, facilitînd astfel implementarea pe microcalculator. Sistemul de programe care implementează modelul și estimatorul recursiv a fost scris în BASIC. Sistemul urmărește datele clinice de bază, cum ar fi T_3, T_4, indecșii clinici și datele despre dozele de carbimazol. Programul interacționează direct cu simularea modelului și cu programele de predicție și estimare. Cu informația obținută doctorul clinician poate să aleagă chiar de la început o terapie optimală pentru fiecare pacient și apoi să o modeleze funcție de noile date, de estimarea parametrilor și de predicția modelului.

O lucrare avînd ca subiect tot activitatea tiroidiană este *02.4/A-6*, care prezintă modele ce descriu dinamica producției hormonilor tiroidei, distribuirea, metabolismul și eliminarea acestora ca aspecte comparative pentru specii de mamifere. Se urmăresc nivelele ierarhice ale detalierii și reglării acestor hormoni și metabolismului lor pentru om, șobolan și oaie. Se discută aplicațiile posibile pentru fiecare model, împreună cu unele considerente filozofice ale abordării modelului.

Aceeași realizare minimală a modelului este obținută pentru toate speciile de mamifere folosind doar date despre sînge. Incluzînd date adiționale provenind de la țesuturi se obțin structuri similare dar mult mai complicate.

Analizînd comparativ modelele diferitelor mamifere, se evidențiază unele similarități remarcabile între specii. Acestea apar în special în comparația om-șobolan normalizînd bineînțeles parametrii fiziologici după greutatea sau mărimea corpului. Șobolanul și omul au numeroși indici (normalizați) metabolici comuni. La fel oaia, la care apar însă diferențe datorită sistemului comportamental și marilor diferențe ale regimului alimentar. S-au evidențiat de asemenea similarități în comportarea tiroidei.

În *lucrarea 02.4/B-1* se tratează modelarea structurilor de reglare endocrine pentru metabolismul calciului. Mecanisme de reglare eficiente sînt esențiale pentru a realiza în mod satisfăcător multiplele funcții ale calciului în cadrul organismului uman. În această lucrare se descrie rolul modelelor matematice ca o completare la înțelegerea avansată a structurilor și funcțiilor mecanismului de reglare realizate de glanda paratiroidă. Pe baza datelor obținute din teste experimentale în condiții atît fiziologice, cît și patologice se arată că doar un singur mod de reglare duce la rezultate valide empiric în gama de aplicații considerată. Această cerință necesită încorporarea unei stocări exhaustive a hormonilor paratiroidieni.

În lucrare se realizează un program sistemic de formulare, identificare și validare a modelului, cu obiectivul de a clarifica mecanismele prin care hormonul paratiroidei acționează asupra reglării calciului din plasmă. Se dă într-o formă finală modelul valid care poate fi folosit în proiectarea testelor necesare obținerii de date suplimentare despre metabolismul calciului și reglarea hormonului paratiroidei.

În *lucrarea 02.4/B-3* se rezolvă problemele legate de reglarea metabolismului fierului. Se prezintă un model matematic asociat metabolismului fierului. El se referă la următoarele rezerve de fier din organism: granițele de pătrundere a fierului în plasmă; fierul în circulația celulelor roșii și precursorul lor din măduva oaselor și fierul din celulele mucoasei, ale parenchimului și ale sistemului reticuloendotelial.

Lucrarea se axează pe descrierea dinamicii metabolismului fierului cînd pacientul este supus unui tratament terapeutic. În acest caz perturbațiile aduse nu pot fi considerate mici și de aceea este necesar să considerăm și termenii neliniari. Mai mult, în model, trebuie inclusă și o descriere a reglării eritropoezei legată de activitatea rinichilor funcție de presiunea oxigenului din vene. Modelul matematic astfel construit conține un sistem de ecuații diferențiale de tip retardat.

Se prezintă diverse rezultate obținute pe pacienți ce au urmat terapii bazate pe transfuzii cu sînge. Rezultatele arată apariția unei supraîncărcări cu fier evidente, mai ales la pacienții supuși frecvent la transfuzii.

Lucrarea reușește să demonstreze valabilitatea modelului matematic pentru metabolismul fierului. Reacția de reglare a oxigenării țesuturilor este realizată doar prin ajustări a nivelelor hemoglobinei. Din păcate, în această lucrare au fost simulate relativ puține condiții hematologice și tratamente terapeutice. Este nerealist să se afirme că modelul dă rezultate bune pentru condițiile în care nu a fost testat. De aceea un obiectiv important al dezvoltării acestui model este de a furniza o unealtă de cercetare adițională care să poată aduce realismul cerut printr-un proces iterativ între informații experimentale valide și perfecționări ale modelului.

SERVOACȚIONĂRI ȘI REGULATOARE CU MICROPROCESOARE

ACȚIONĂRI

Ing. *M. Sîrbu*
I.P.A.

Lucrările *secțiunii 03.1/A* abordează domeniul acționărilor pneumatice, hidraulice și electrice.

Necesitatea realizării unor sisteme de acționare cît mai precise destinate mașinilor unelte și roboților industriali justifică pe deplin importanța acordată în cadrul congresului IFAC realizării unor sisteme de reglare a poziției și vitezei cu performanțe dinamice și staționare cît mai bune.

Majoritatea lucrărilor prezentate în cadrul acestei secțiuni propun algoritmi de reglare complecși bazați pe aplicarea ultimelor dezvoltări teoretice din domeniul teoriei reglării. Implementarea acestor algoritmi necesită, în cea mai mare parte, utilizarea unor sisteme de conducere sau a unor regulatoare numerice realizate în configurații cu microprocesor.

Acționări pneumatice

Lucrarea 03.1/A-1 prezintă două metode de creștere a preciziei de poziționare la acționările pneumatice. Avantajele poziționării folosind acționările pneumatice se datoresc costului mai scăzut și siguranței de funcționare în medii explozive.

Dezavantajul principal al acestei metode constă în precizia de poziționare destul de scăzută. Autorii arată că eroarea de repetabilitate nu a fost redusă în general sub 0,1 mm, datorită forțelor de frecare ridicate și neregularităților de pe suprafețele de contact dintre piston și cilindru. La acestea se adaugă și efectul de compresibilitate al fluidului utilizat. Sistemele comercializate oferă o precizie de $\pm 0{,}1$ mm la o cursă de 1 cm. Lucrarea își propune să prezinte metode numerice și analogice aplicate la sisteme de acționare pneumatice cu frecare redusă.

Metoda numerică a fost propusă de Kaiho în 1981. Sistemul numeric este realizat cu ventile electromagnetice, conectate la ambele porți laterale ale unui cilindru cu dublă acțiune avînd diametrul de 5 cm și cursa de 5 cm. Sistemul este reglat secvențial prin intermediul unui echipament cu microprocesor. Pe durata experimentărilor s-a obținut o precizie de $\pm 0{,}01$ mm. Pentru creșterea preciziei de poziționare autorii propun reducerea diferenței dintre forțele de frecare statice și dinamice, reducerea volumului dintre ventilele electromagnetice și reducerea corespunzătoare a presiunii furnizate. Tot procesul poate fi reglat folosind un sistem cu microprocesor și un dispozitiv de codificare liniar cu rezoluție 1 µm. Pentru reducerea timpului necesar, pistonul este acționat continuu, pînă într-un punct apropiat de punctul prestabilit dorit. La acest moment presiunea este redusă la ambele capete ale pistonului prin expansiune datorită deplasării pistonului. În 1983 Harada a evaluat relația dintre deplasarea pistonului și diferențele de presiune. Mișcările în trepte nu au aceeași valoare pe durata întregii curse. Curba care descrie relația dintre deplasare și presiune în mișcarea în trepte este asemănătoare cu cea din mișcarea continuă. Determinarea valorilor deplasărilor poate fi calculată pe baza unui model simplificat sau poate fi determinată prin metode experimentale.

Presiunea furnizată și rezistența hidraulică determină viteza pistonului atunci cînd ventilele sînt deschise. Deplasările sînt stabilite de durata deschiderii ventilelor, în cazul în care viteza pistonului este menținută constantă. Pentru aceasta trebuie menținută frecarea la valori favorabile. La trimiterea unui semnal la ventile, pistonul este acționat cu oarecare întîrziere, iar viteza este stabilită pe baza relației între

presiunea furnizată, frecările mecanice și rezistența la curentul de aer. Timpul de întîrziere, viteza și durata de deplasare pot fi determinate pe cale experimentală. Experimentările au arătat că viteza se păstrează aproape constantă în condiții de presiune dată. Deplasările sînt măsurate cu un traductor Nikon Digital, avînd o rezoluție de 1 μm. Deși deplasările în trepte nu pot fi păstrate constante pe durata întregii curse, ele pot fi păstrate mai mici de 20 μm, ceea ce permite o precizie de poziționare de ±10 μm. Inconvenientul metodei numerice descrise constă în timpul destul de mare necesitat pentru poziționare (6—21 s).

Autorii au efectuat și experimentări vizînd îmbunătățirea poziționării analogice a pistonului. Se prezintă metoda de reglare a poziției pistonului folosind un sistem cu dublă reacție pentru poziție și viteză. Sistemul cu microprocesor este folosit, în cazul metodei analogice, pentru fixarea în memorie sub formă numerică a poziției dorite, realizarea achiziției datelor și controlul secvențelor procesului. Precizia este limitată datorită erorilor introduse de convertorul numeric/analogic. Pe durata experimentărilor realizate de autori s-au obținut precizii de ±20 μm.

În lucrare a mai fost analizată, pentru ambele metode, și influența forței gravitaționale.

Acționări hidraulice

Utilizarea sistemelor de acționări hidraulice oferă forțe și momente mari la o viteză ridicată. În aplicațiile din industria mașinilor unelte se impune realizarea unor poziționări precise, eliminarea suprareglajului și stabilirea unei durate optime. Pentru a face față solicitărilor aplicațiilor industriale se impune utilizarea unor sisteme de acționare hidraulică și a unor servoventile de mare precizie. Datorită inaccesibilității prețului acestora, autorii propun înlocuirea lor cu componente mai ieftine și mai robuste folosind teoria modernă a reglării neconvenționale.

Utilizarea componentelor propuse determină accentuarea caracterului de neliniaritate al sistemului. În aceste condiții nu mai pot fi omise forțele de frecare statică, iar utilizarea unor regulatoare convenționale devine complet nesatisfăcătoare. În lucrare se prezintă două metode de reglare a unor asemenea sisteme hidraulice în funcție de tipul de servoventil utilizat. Sistemul considerat este format dintr-un piston hidraulic de putere mare, un ventil de reglare și un regulator numeric. Datorită utilizării de acumulatoare hidraulice presiunea furnizată Ps se presupune constantă. Modelul matematic al unui asemenea sistem a fost dezvoltat de Ruppert în 1982. Autorii prezintă modul de deducere al modelului care descrie partea hidraulică a ventilului. Prin introducerea diferenței de presiune Δp, dezvoltare în serie Taylor în jurul punctului de funcționare și liniarizarea dinamicii sistemului, se obține un model simplificat. Datorită forțelor de frecare statică, se utilizează metoda de proiectare a sistemelor neliniare variante în timp prin alocarea polilor. Acest concept este o generalizare a metodei decuplării și asignării polilor (Freund 1973) la sisteme invariante în timp, cu neliniarități diferențiabile. În acest scop s-a definit o formă canonică neliniară controlabilă. Datorită neliniarității modelului, se propune o metodă de compensare a acestor neliniarități într-un interval finit de timp, folosind reglarea numerică cu date eșantionate. Pe baza metodei propuse s-au făcut o serie de simulări. Valorile proprii ale sistemului reglat s-au ales convenabil în funcție de amplitudinea variabilei de corecție. Autorii evidențiază că prin aplicarea metodei s-au compensat aproape complet neliniaritățile Experimentările au demonstrat că ieșirea sistemului neliniar compensat este aproximată mulțumitor de sistemul liniar echivalent, fiind neutralizate în același timp și efectele forțelor de frecare statică.

În partea a doua autorii dezvoltă o metodă de reglare în cazul în care este utilizat un ventil cu trei poziții. Asemenea sisteme sînt reglate prin generarea unui semnal cu modulație în impulsuri. Pentru cazul acestei aplicații semnalul poate fi modulat doar în frecvență și lățime (nu și în amplitudine). De asemenea, trebuie ținut seama că datorită limitărilor mecanice de construcție, frecvența de modulare este limitată. Din aceste motive se va folosi doar modularea duratei semnalului. Se prezintă structura sistemului de reglare a poziției folosind un dispozitiv pentru

modularea duratei semnalului. Se analizează algoritmul propus de Skoog și Blankenship (1970) și dezvoltat de Rao și Atherton (1981), care asigură o precizie de poziționare de ± 5 mm. Pentru îmbunătățirea preciziei se propune un algoritm în care la fiecare pas de eșantionare se generează o pereche de impulsuri. Metoda dublului impuls permite o precizie de poziționare de $\pm 0,5$ mm. Rezultatele teoretice au fost verificate prin experimentări practice.

Lucrarea 03.1/A-3 prezintă rezultatele cercetărilor efectuate pentru aplicarea reglării în cascadă și a reglării cu reacție după stare la sisteme de acționare hidraulice slab amortizate. Pentru obținerea comportării dinamice dorite, a unei precizii de poziționare și a unei puteri de acționare ridicate, se recomandă utilizarea acționărilor electrohidraulice. Simulările efectuate au vizat poziționarea în cadrul unei traiectorii de 6 metri a brațului unui manipulator acționat electrohidraulic. Neliniaritățile sistemului (ca, de exemplu, caracteristica servoventilului) și forțele de frecare Coulombiene nu pot fi neglijate. De asemenea, slaba amortizare și variațiile semnificative ale parametrilor procesului, datorate punctului de funcționare, ridică probleme adiționale. Pentru realizarea simulărilor s-a dedus un model matematic al acționării hidraulice care descrie suficient de bine comportarea dinamică a sistemului de acționare. Dinamica servoventilului este aproximată corespunzător de un sistem de ordinul doi. Proiectarea sistemului de automatizare testat este bazată pe un model liniarizat. Pentru a putea estima calitatea aplicării conceptelor reglării liniare la acest proces neliniar, s-a realizat un set de experimente privind precizia de poziționare pentru diferite modificări ale punctului fixat ales. S-a utilizat un calculator hibrid. Modelul acționării neliniare a fost programat pe un calculator analogic, în timp ce algoritmii de reglare au fost implementați folosind un calculator numeric. Reglarea cu reacție după stare, aplicată în lucrare, poate fi realizată folosind două metode de proiectare: prin metoda alocării polilor sistemului în buclă închisă în planul complex s și prin minimizarea unui criteriu pătratic de performanță. Se prezintă structura reglării în cascadă folosind ca mărimi de măsură poziția și diferența de presiune între camerele cilindrului. Sînt prezentate rezultatele obținute la reglarea cu reacție după stare și reglarea în cascadă. Proiectarea pentru primul caz s-a făcut folosind metoda alocării polilor. Se prezintă și rezultatele reglării după stare combinată cu un estimator de stare liniar. În acest fel rezultatele reglării au fost îmbunătățite, satisfăcînd cerințele privitoare la timpul de răspuns și precizia de poziționare. Ca urmare a utilizării estimatorului liniar, eroarea statică poate fi redusă. A doua metodă de reglare se justifică întrucît sistemele slab amortizate (ca, de exemplu, sistemele de acționare hidraulică) nu pot fi reglate convenabil folosind o singură buclă de reglare. Aplicarea regulatoarelor de ordin crescut generează o serie de probleme ca urmare a comportării de tip integral a motoarelor. Problemele pot fi rezolvate prin aplicarea unor regulatoare în cascadă, regulatoare care necesită realizarea unor măsurări suplimentare asupra procesului. S-au prezentat și analizat simulările considerînd acționarea hidraulică descrisă de un model neliniar. La utilizarea reglării după stare parametrii regulatorului și ale estimatorului de stare nu trebuie adaptați. Rezultatele evidențiază o comportare staționară care depinde de metoda de proiectare aleasă, precum și de alegerea parametrilor. Utilizarea unui estimator evidențiază o comportare mai convenabilă decît prin utilizarea reglării după stare, fiind însă ignorat efectul forțelor de frecare. În cazul acțiunii unor forțe perturbatoare asupra sistemului în buclă închisă, doar utilizarea reacției proporționale nu satisface cerințele impuse. Structura în cascadă analizată în lucrare, satisface totuși în mare măsură cerințele formulate asupra comportării sistemului.

Acționări electrice

Lucrarea 03.1/A-4 arată dezavantajele utilizării detectoarelor fază-frecvență ca regulatoare pentru servomecanisme. Se recomandă în locul acestora utilizarea numărătoarelor reversibile. Principial, o buclă cu sincronizare de fază constă dintr-un oscilator comandat, un detector de fază (care compară ieșirea oscilatorului cu semnalul de referință și generează un semnal de acționare în concordanță cu diferența

de fază) și un filtru care îmbunătățește comportarea dinamică a buclei. În mod practic se folosesc ca detectoare de fază circuite multiplicatoare, circuite logice de tip ȘI, SAU-ȘI și bistabili RS. Pentru a evita sincronizarea pe frecvențe greșite, se propune utilizarea detectoarelor de fază în frecvență.

După ce trec în revistă stadiul aplicării buclelor cu sincronizări de fază în reglarea vitezei motoarelor, autorii propun un nou model privind comportarea staționară a ieșirii, cînd ambele frecvențe de intrare sînt constante și raportul lor reprezintă un număr rațional. Algoritmul este analizat din punct de vedere al periodicității, tranzițiilor și valorii medii ale semnalului de ieșire.

S-a pus de asemenea în evidență riscul de sincronizare a buclei pe frecvențe greșite. Autorii abordează și comportarea bistabililor RS, folosiți la realizarea detectoarelor fază-frecvență. Aceste circuite nu asigură totuși o comportare corespunzătoare pe întreaga plaje de reglare a servomecanismelor. O soluție care a rezolvat această problemă a fost propusă de Wang în 1981, bazată pe o reglare în cascadă cu două bucle.

O altă soluție, bazată pe lucrările anterioare ale lui Miller (1968) și Kent (1963), este dezvoltată de autori în *lucrarea 03.1/A-4*. Soluția folosește numărătoare reversibile, care pot înlocui detectoarele fază-frecvență clasice, permițînd reglarea pe întreaga plajă. Pentru evidențierea avantajelor metodei, autorii au folosit-o cu bune rezultate la reglarea vitezei motoarelor, temperaturii, nivelului și debitului de lichid.

Lucrarea 03.1/A-5 prezintă un regulator de viteză de tip PI, cu acțiune bipozițională aplicabil la servomotoare de curent continuu. O serie de autori (Sen și Mac Donald 1978, Krishnan și Ramaswami 1974 și 1976, Taft și Slate 1979) au abordat analiza și sinteza regulatoarelor de viteză pentru servomotoare de curent continu cu excitație separată. Marea majoritate a algoritmilor propuși urmăresc obținerea unor sisteme de reglare caracterizate prin suprareglări și timp de răspuns mici. În mod tradițional se utilizează regulatoare de tip P sau PI în cascadă cu un dispozitiv de limitare la o valoare prestabilită a curentului din indusul motorului. Pentru aceasta se utilizează adesea o reacție de curent. De cele mai multe ori ca urmare a neglijării neliniarităților datorate saturației, fenomenul nu este controlat, determinînd suprareglări mari și/sau lungirea timpului de răspuns. Acest fenomen a fost abordat de Phelon (1977) și de Krikelis (1980). S-a propus rezolvarea acestui fenomen prin utilizarea unui „integrator inteligent", soluție care nu a dat însă satisfacție la sistemele de reglare a vitezei servomotoarelor de curent continuu. Pentru a rezolva această dificultate, autorii propun utilizarea unui regulator de viteză cu acțiune de tip PI cînd nivelul abaterii este mai mic decît al unei valori prestabilite. În cazul că această valoare este depășită, regulatorul generează valoarea maximă admisibilă a comenzii deconectînd elementul integrator. Se prezintă o metodă de proiectare pentru regulatoare analogice și numerice care să implementeze algoritmul propus. Experimentările efectuate au evidențiat că regulatorul propus oferă performanțe superioare în ceea ce privește timpul de răspuns și suprareglarea. Se prezintă de asemenea un algoritm de acordare a regulatorului analogic de viteză propus. De asemenea se prezintă și un algoritm obținut prin discretizarea algoritmului analogic.

Lucrarea 03.1/A-6 propune o soluție de reducere cu un ordin de mărime a frecvențelor de esantionare prin folosirea circuitelor de procesare a semnalelor numerice. Domeniul de aplicare se referă la reglarea sistemelor lineare multivariabile rapide specifice sistemelor de amortizare a vibrațiilor sau roboților industriali. Proiectate și comercializate pentru aplicații din domeniul telecomunicațiilor, aceste circuite pot fi utilizate cu bune rezultate pentru implementarea reglării sistemelor multivariabile lineare.

Ele permit obținerea unor frecvențe de eșantionare de 5...20 kHz la regulatoare de ordin superior (5...20) cu mai multe intrări și ieșiri. Asemenea regulatoare pot include și reacții după variabila de stare, estimatori, reacții pozitive, filtre Kalman și compensarea perturbațiilor. Autorii evidențiază că microprocesoarele uzuale pe 16 biți sînt inferioare circuitelor de procesare a semnalelor în cazul aplicațiilor privind reglarea sistemelor multivariabile liniare. În lucrare se prezintă modalitățile de utilizare eficientă a acestor circuite, prezentîndu-se caracteristicile

software și hardware solicitate de un asemenea sistem. Autorii au dezvoltat un sistem de programe pentru circuitele INTEL 2920 și respectiv TEXAS INSTRUMENTS, TMS 320. Este avută în vedere și posibilitatea utilizării circuitelor. Nippon Electric —NEC UPD 7720 și Fujitsu MB 8764. Justificarea alegerii celor două circuite utilizate este bazată pe faptul că ele reprezintă două situații extreme între procesoarele de semnal: Intel 2920 este mai mic și ieftin, solicitînd foarte puține componente hardware, în timp ce TMS 320 oferă o flexibilitate crescută prin arhitectura sa și setul de instrucțiuni disponibile. Autorii au dezvoltat un sistem hardware pentru Intel 2920, incluzînd generarea automată a semnalelor și al cărui sistem de programe este scris în FORTRAN și rulat pe un calculator de birou cu Z 80. Pentru TMS 320 s-a realizat un sistem care include și o interfață cu calculatorul de birou HP 9836. Sistemul de programe este compus dintr-un asamblor și o versiune preliminară a generatorului automat de semnale, ambele scrise în PASCAL.

Sistemele de programe realizate urmăresc să reducă pe cît posibil cantitatea de programe ce trebuie scrise de utilizator în limbaj de asamblare. Sînt prezentate o serie de aspecte privind realizarea echipamentelor și a pachetelor de programe pentru cele două soluții propuse.

Concluzii

Lucrările din cadrul *secțiunii 03.1/A* prezintă aplicații în domeniul sistemelor de acționare pneumatice [1], hidraulice ([2] și [3]) și electrice ([4], [5] și [6]). Lucrările prezintă fie metode vizînd îmbunătățirea preciziei de poziționare folosind diferite sisteme de acționare ([1], [2] și [3]) și lărgirea domeniului de lucru [4], fie metode de îmbunătățire a performanțelor sistemelor de reglare, ca de exemplu: suprareglajul și timpul de răspuns [4]. Prin aplicarea metodei propuse în lucrarea [6] se poate reduce cu un ordin de mărime timpul de elaborare a comenzii, în cazul reglării sistemelor multivariabile lineare rapide. Autorii abordează atît metode de reglare analogică ([1], [3], [4], [5]), cît și numerică ([1], [5], [6]). Lucrările urmăresc stabilirea unor modele cît mai apropiate de comportarea reală a sistemelor studiate și care să permită realizarea volumului de calcule necesar în timp real, ținîndu-se seama de nivelul actual al tehnicii. Toate lucrările au presupus efectuarea unor experimentări cu echipamentele realizate, experimentări ale căror rezultate sînt expuse în cuprinsul referatelor prezentate.

STRUCTURI PROGRAMABILE ȘI INTELIGENTE

În ultima perioadă de timp s-a constatat că pe măsură ce dezvoltarea producției este mai rapidă, iar cerințele de productivitate a muncii și calitate a produselor sînt mai mari, se impune tot mai mult necesitatea automatizării producției. Cu cît aplicațiile sînt mai cuprinzătoare și mai sofisticate, cu atît sarcinile legate de dezvoltarea sistemului de conducere sînt mai complexe. Lucrările prezentate în cadrul acestei secțiuni furnizează soluții pentru o serie de astfel de probleme. O parte din lucrări tratează aspecte legate de dezvoltarea sistemelor distribuite de conducere, cîteva lucrări furnizează soluții pentru modificarea arhitecturii calculatoarelor de proces în vederea adaptării acestora la noile sarcini de producție mai complexe, iar alte cîteva lucrări tratează aspecte în legătură cu echipamente inteligente și utilizarea acestora în sistemele de conducere.

Sisteme de conducere distribuită

Lucrările 03.1/B-1 și *03.1/B-2* tratează aspecte legate de sistemele de conducere distribuită. Astfel, lucrarea 03.1/B-2 prezintă un regulator multimodel de urmărire, iar lucrarea 03.1/B-1 abordează problema structurilor programabile și inteligente, care în cadrul sistemelor de conducere distribuită rezolvă sarcinile ce revin calculatorului supervizor în sistemele de conducere centralizate.

În *lucrarea 03.1/B-1*, pentru început se dau cîteva definiții generale. Astfel, dacă un sistem este capabil să memoreze mai mult decît un singur mod de operare, acesta va fi un sistem programabil. Dacă, în plus, sistemul își poate adapta modul de operare în funcție de aplicație, se va numi sistem inteligent. Dacă schimbarea

modului de operare se poate face fără intervenţia operatorului uman, existînd chiar şi posibilitatea de a crea un mod de operare nou adecvat aplicaţiei, sistemul se va numai adaptiv. Sistemul este „adaptiv la aplicaţie" dacă schimbările succesive care intervin în modul de operare urmăresc modificări particulare din aplicaţie. Dacă schimbările care afectează modul de operare sînt formate numai din modificări exterioare rezultate din operarea dispozitivului, atunci acesta va fi un sistem inteligent dotat cu capacitate de învăţare.

Utilizarea în aplicaţii a structurilor programabile şi inteligente a devenit tot mai largă pe măsură ce conducerea automată centralizată a fost tot mai mult înlocuită cu sisteme de conducere descentralizată, care, deşi sînt mai puţin performante din punctul de vedere al optimizării, au avantajul de a fi mai fiabile, mai ieftine şi cu o mentenabilitate mai bună. Utilizarea structurilor programabile şi inteligente a fost favorizată şi de dezvoltarea spectaculoasă a microprocesoarelor.

Lucrarea prezintă o clasificare a structurilor programabile şi inteligente, scopul acestei clasificări fiind acela de a facilita descrierea acestor sisteme şi de a încuraja standardizarea lor pe viitor.

Clasificarea acestor structuri se face în funcţie de numărul de ieşiri discrete, de numărul de canale de ieşiri analogice sau cvasianalogice, de numărul de programe memorate, de numărul de parametri măsuraţi luaţi în considerare ca semnale de intrare. Astfel, notaţia: D6, P8, M2 indică o clasă de structuri programabile cu 6 ieşiri discrete, cu 8 programe memorate şi 2 parametri măsuraţi. Dacă în loc de D6 se utilizează A6, înseamnă că respectiva clasă este cu 6 ieşiri analogice sau cvasianalogice.

Pentru structurile inteligente fără capacitate de învăţare se utilizează o notaţie similară, completată la dreapta cu o notaţie care indică numărul parametrilor de aplicaţie pe baza cărora se va selecta un anumit program. Aceeaşi notaţie, completată cu o notaţie adiţională care indică numărul parametrilor luaţi în considerare pentru aprecierea rezultatelor modului de operare actual, se foloseşte şi pentru a indica clasa structurilor inteligente, dotate cu capacitate de învăţare.

Lucrarea 03.1/B-2 prezintă un regulator de urmărire multimodel pentru sisteme de conducere distribuită. Din punct de vedere funcţional, structura acestui regulator este constituită din două părţi. Prima parte asigură poziţionarea modelelor cît mai aproape de proces, după care urmează clasificarea acestora în funcţie de poziţia lor relativă în raport cu procesul. Cea de-a doua parte realizează conducerea prin sinteza semnalului de reglare pe baza semnalelor furnizate în mod separat de fiecare dintre modele.

Regulatorul are o structură paralelă, ceea ce permite implementarea sa în jurul unui sistem multiprocesor. Numărul de microprocesoare este determinat de numărul de modele utilizate. Procesoarele asigură efectuarea calculelor corespunzătoare pentru fiecare model, acestea permiţînd realizarea de poziţionări, clasificări şi furnizarea semnalelor de bază pentru conducere. Un procesor supervizor asigură organizarea întregii operaţii şi calculul semnalului de conducere final care urmează să fie aplicat în proces. Procesorul supervizor asigură realizarea dialogului între sistem şi operatorul care va furniza traiectoriile de referinţă ce trebuie urmate de proces pentru realizarea scopului său. Structura de reglare prezentată poate fi utilizată pentru implementarea a diferiţi algoritmi de conducere multimodel pentru sisteme deterministice şi stohastice.

Acest sistem de conducere a fost aplicat pentru o coloană de distilare. Rezultatele obţinute pun în evidenţă eficienţa acestei metode de conducere.

Regulatorul multimodel este utilizat ca un instrument independent pentru conducerea în timp real a unor procese. De asemenea, poate fi integrat într-un sistem distribuit de conducere, unde va constitui elementul de bază al sistemului. Acest lucru este posibil deoarece regulatorul multimodel se poate autoadapta în concordanţă cu evoluţia evenimentelor, ceea ce reprezintă o caracteristică importantă a unui instrument inteligent.

O altă lucrare care abordează problema sistemelor de conducere distribuite este *lucrarea 03.1/B-6*. În mod particular aici este descris un sistem distribuit de conducere care utilizează tehnici PCL şi microcalculatoare. Sistemul prezentat utilizează regulatoare programabile din familia FESTO-FPC şi microcalculatoare din

familia BMC. Sistemul este ierarhizat pe 4 nivele. Primul nivel (inferior) corespunde elementelor de cîmp distribuite în zona de lucru. La acest nivel se utilizează regulatoare FPC-404, care asigură culegerea de date din proces și conducerea locală a unor mașini, a unor procese parțiale și a conversiilor analog-numerice și numeric-analogice. La nivelul al 2-lea se utilizează regulatoare TPC-606, care pot avea rol de elemente de cîmp sau elemente centrale și asigură îndeplinirea acelorași sarcini ca la nivelul 1, avînd în plus sarcina de a opera ca regulatoare de ramură pentru elementele de la nivelul 1. La nivelul al 3-lea se utilizează microcalculatoare BMC plasate în camere de comandă. Acestea asigură comunicarea inteligentă între anumite nivele ierarhice și oferă terminalele de operare și echipamentul de prelucrare a datelor. La nivelul al 4-lea se află calculatorul supervizor, dedicat numai conducerii procesului sau utilizat în calitate de calculator central al fabricii care este automatizată.

Sistemul de conducere descris este convenabil pentru automatizarea unor procese de dimensiune medie sau mică. În lucrare se dau cîteva exemple de utilizare a sistemului descris în diverse aplicații industriale, cum ar fi: în prelucrarea laptelui, în transport, în procesele de răcire, etc.

În comparație cu operarea manuală, sistemul de conducere prezentat are următoarele avantaje: asigură reducerea cheltuielilor cu 20%, necesită un singur operator, asigură o reducere a consumului de energie electrică cu 30%.

Utilizarea unor echipamente inteligente în cadrul sistemelor de conducere

Diverse aspecte legate de echipamente inteligente sînt abordate în cadrul *lucrărilor 03.1/B-4* și *03.1/B-5*. Astfel *lucrarea 03.1/B-4* prezintă propuneri pentru conceperea unor sisteme automate dotate cu echipamente inteligente de control, reglare, supervizare și măsurare cuplate la magistrală. În mod special, este prezentat un echipament inteligent pentru conducerea cuplată la magistrală a comunicării om-mașină. Acest echipament este convenabil pentru sisteme automate de dimensiune mică sau medie, unde asigură conducerea a 10 bucle fără afișare pe ecran. Echipamentul se bazează pe un microcalculator pe o singură plachetă, care pentru realizarea funcției de conducere necesită digitizarea funcțiilor interne și realizare completă a softfare-ului. Rezoluția mare a afișajelor numerice permite ajustarea precisă a componentelor sistemului și a parametrilor. Intrările și ieșirile numerice pot fi utilizate pentru indicarea situațiilor de alarmă, sau pentru modificarea comportării funcțiilor continue dependente de evenimentele din proces. Pentru implementarea algoritmilor funcționali este necesară analiza gamei de funcții care pot fi îndeplinite de microcalculatorul pe o singură plachetă. Programarea într-un limbaj de nivel înalt permite dezvoltarea unui limbaj modularizat. Sistemul prezintă posibilitatea de lucru în condiții de inițializare, de operare normală și în condiții de alarmă.

Lucrarea 03.1/B-5 prezintă un regulator secvențial programabil inteligent, iar în final sînt propuse 3 limbaje pentru conducerea secvențială în timp real.

Pentru a realiza conducerea secvențială a unui proces discret este necesară descrierea procesului condus pe baza unui model matematic. Această descriere se poate face pe baza operațiilor planificate, pe baza fluxului tehnologic al operațiilor, pe baza rețelelor Petri sau cu ajutorul unor tabele de decizie binară, pe baza lanțurilor Markov, pe baza formalismului teoriei automatelor finite. În practică se utilizează o procedură de identificare bazată pe experiența operatorului uman.

În cazul unor procese industriale complexe, care prezintă în mod curent subprocese secvențiale, modelul matematic se va realiza cu ajutorul rețelelor Petri sau cu ajutorul teoriei automatelor finite.

În lucrare sînt tratate aspecte legate de algoritmii, hardware-ul și software-ul pentru conducerea secvențială. Realizarea hardware a conducerii secvențiale depinde de gradul de dezvoltare al tehnicilor numerice. De obicei, o astfel de realizare hardware este constituită dintr-un microcalculator (bazat pe elemente LSI dintr-o familie specifică de microprocesoare) și dintr-o interfață simplă cu procesul pentru intrările și ieșirile numerice. Programele de conducere sînt stocate în memoria ROM, iar pentru valorile calculate și semnalele măsurate se utilizează memorie RAM.

Programele de conducere secvențială sînt formate din programe de supervizare, programe de măsurare și memorare a istoricului, subprograme pentru stabilirea valorilor de control calculate, subprograme pentru realizarea algoritmilor de conducere de bază, proceduri de comunicare cu nivelul de conducere care asigură supervizarea.

În lucrare sînt propuse trei limbaje pentru conducerea secvențială în timp real. În faza de definire s-au luat în considerare următoarele cerințe impuse limbajelor: posibilitatea de scriere simplă a programelor; nivelul limbajului să fie mai ridicat în comparație cu comenzile microcalculatorului; independență hardware; instrucțiuni nesecvențiale pentru secvența de instruire; utilizare de subrutine; posibilitate de scriere simplă a programelor concurente; modularitate; posibilitate de utilizare a tabelelor de decizie construite off-line; posibilitate de a defini construcții macro etc.

Limbajul SKS propus este un limbaj simplu, destinat descrierii algoritmilor de conducere combinațională.

Pentru proiectare interactivă, simulare și conducere secvențială în timp real a proceselor discrete lucrarea propune un pachet de programe pentru proiectare asistată de calculator în corelație cu limbajul în timp real SEQ.

Al treilea limbaj în timp real propus în lucrare este limbajul SKKW, care satisface aproape toate cerințele enumerate mai sus. Acesta este convenabil în mod special pentru descrierea programelor concurente și a inițializărilor de programe realizate pe bază de ceas sau conduse din exterior.

Lucrarea 03.1/B-3 prezintă un sistem de calcul distribuit, caracterizat prin cuplare strînsă și prin capacitate mare de lucru în paralel. Proiectarea va ține cont de următoarele cerințe:

— elementele de prelucrare vor fi identice și trebuie construite pe baza unor microprocesoare ieftine, disponibile separat;

— nu se va face nici o distincție între memoria locală și memoria globală;

— conducerea de ansamblu va fi realizată de un sistem cu operare în timp real, caracterizat prin viteză de lucru mare.

Sistemul multiprocesor dezvoltat este modular și poate fi extins pînă la o configurație maximală care să cuprindă cel mult 50 de procesoare. Acest sistem va fi utilizat în aplicații de conducere a proceselor în timp real.

O problemă importantă este ridicată de necesitatea de a asigura fiabilitatea software-ului. Proiectarea pentru acest sistem asigură în primul rînd fiabilitatea hardware-ului prin rezervare și pe baza unor tehnici de tolerare a defectelor.

O primă dificultate, din punctul de vedere al tolerării defectelor, este ridicată de structura magistralei, care poate constitui punctul slab în realizarea conducerii. Pentru a soluționa această problemă, magistrala a fost proiectată ca un sistem duplicat, care asigură comutarea conducerii de la o magistrală la cealaltă, atunci cînd pe magistrala de lucru apare un defect. Este posibilă și duplicarea regulatorului master, dar se are în vedere faptul că un defect al regulatorului master nu implică neapărat căderea întregului sistem. Proiectarea prevede menținerea unui anumit grad de operare.

Tehnicile de tolerare a defectelor vor fi utilizate numai în cazul registrelor de deplasare. Se precizează că sarcina de urmărire a regulatorului master poate fi îndeplinită de procesoarele reale.

Concluzii

Noile cerințe care se impun sistemului de conducere datorită aplicațiilor tot mai complexe care trebuie automatizate au făcut necesară modificarea arhitecturii calculatoarelor de proces. O astfel de problemă este tratată în cadrul lucrării [3].

Se pare însă că din punctul de vedere al fiabilității, flexibilității și costului, soluția oferită de sistemele de conducere distribuită este mai avantajoasă. Probleme legate de dezvoltarea sistemelor de conducere distribuită au fost tratate în cadrul lucrărilor: [1], [2] și [6].

Diverse aspecte legate de folosirea unor instrumente inteligente în cadrul sistemelor de conducere sînt tratate în lucrările [4] și [5].

INGINERIA PROGRAMĂRII

Dr. ing. Adrian Davidoviciu
ITCI

În cele ce urmează se sintetizează principalele idei, tendințe, rezultate teoretice și practice conținute în cele 6 lucrări prezentate în cadrul *secțiunii 04.1* intitulate „Instrumente pentru proiectarea și integrarea sistemelor de programe", fiind vorba evident de programele destinate conducerii automate cu ajutorul tehnicii de calcul.

Lucrările prezentate relevă o serie de aspecte specifice ale „ingineriei programării", în cazul aplicațiilor cu specific de comandă automată în timp real cu calculatoare a unor obiecte industriale (trei din cele 6 lucrări prezentate), scoțînd în evidență o serie de cerințe speciale privind performanțele de funcționalitate și viabilitate a unor asemenea sisteme, prezentînd o serie de încercări de formalizare și adaptare a unor metodologii și instrumente asociate pentru proiectarea și integrarea componentelor software a unor asemenea aplicații.

În *lucrarea 04.1/1* autorul remarcă și argumentează despre tendința actuală din domeniul ingineriei tehnicii de calcul și a ingineriei sistemelor automate spre prelucrarea distribuită a datelor și spre prelucrarea paralelă. Autorul susține pe bună dreptate că paralelismul este inerent comportării obiectelor conduse și sistemelor de reglare automată, astfel încît este firesc și avantajos să se realizeze sisteme de calcul paralel, multi-procesor și multi-calculator. Pentru asemenea sisteme, sînt deosebit de atractive arhitecturile asociative pentru regăsirea rapidă a datelor și pentru implementarea bazelor de date relaționale distribuite, precum și arhitecturile netradiționale, inclusiv de tip „pipeline".

Schimbări importante se întrevăd în procedurile de inginerie a sistemelor de reglare automată cu ajutorul tehnicii de calcul prin utilizarea de sisteme multi-procesor și rețele locale, accentuîndu-se aspectele de descentralizare funcțională și teritorială și de prelucrare distribuită. Asemenea sisteme vor oferi un cost mai redus per funcțiune, o viabilitate sporită și un răspuns mai rapid la evenimentele externe. Desigur că, pentru fiecare caz concret, există un nivel optim de descentralizare a funcțiunilor de conducere automată care să asigure un cost minim legat de realizarea, instalarea, întreținerea și extinderea sistemului.

Autorul menționează totodată o serie de probleme noi care apar în cazul sistemelor descentralizate pentru prelucrarea distribuită a datelor, și anume: partiționarea proceselor și taskurilor în sub-procese și sub-taskuri, care se execută distribuit de procesoare distincte; sincronizarea funcționării procesoarelor cu baze de timp diferite; implementarea unor protocoale eficiente de comunicație între procesoarele distribuite teritorial; diagnosticare automată la distanță a funcționării procesoarelor și reconfigurare și restabilire în caz de defecte ș.a.

În lucrare, autorul propune mai multe abordări ce pot fi avantajoase în proiectarea sistemelor multi-procesor cu capacitate mare de prelucrare și siguranță sporită în funcționare: paralelismul și rearanjabilitatea (dinamică) a structurii sistemului de calcul și adaptarea acestuia la structura taskurilor de executat (Prangishvili, 1981); regăsirea și prelucrarea asociativă a datelor, orientarea metodelor de prelucrare la aplicațiile concrete pe baza „învățării"; ridicarea nivelului de „inteligență" a procesoarelor; utilizarea prelucrării controlate prin date („data-flow"); toleranță sporită la defecte.

Autorul descrie pe scurt două familii de calculatoare realizate în U.R.S.S. pe principiul sistemelor multi-procesor paralele cu structură rearanjabilă. Astfel, sistemul PS-2000 de tip SIMD asigură o viteză de calcul de 200 M operații/s, avînd

între 8 şi 64 procesoare cu un bloc comun de comandă. Sistemul este folosit pentru prelucrări de date pentru prospecţiuni geologice, prelucrare de imagini, cercetare-proiectare asistată de calculator, simularea unor sisteme tehnologice complexe, medicină ş.a. Sistemul PS-3000 de tip MIMD asigură prelucrarea distribuită rapidă (cca 12 M operaţii în virgulă mobilă/s a unor masive mari de date, cu ajutorul unei arhitecturi care poate conţine pînă la 4 unităţi independente de comandă şi 16 procesoare matriciale. Sistemul este utilizat pentru simularea, proiectarea şi conducerea unor sisteme industriale complexe; comanda numerică directă a unor instalaţii tehnologice complexe; centre şi noduri de comutare de mesaje; prelucrarea de date geofizice, meteorologice, oceanografice; conducerea automată a unor experimente ştiinţifice şi a unor instalaţii de energetică nucleară.

În *lucrarea 04.1/2* autorii propun o metodă de proiectare a programelor pentru sistemele distribuite de conducere automată cu calculator, limitîndu-se la prima etapă din procesul de proiectare, care se referă la descrierea funcţională a obiectului condus precum şi a sistemului de conducere automată a acestuia. Lucrarea propune formularea descrierii sistemului sub forma unei reţele abstracte de procese, un model formal pentru descrierea şi analizarea acestor reţele, precum şi un sistem de elaborare a specificaţiilor bazat pe acest model.

Autorii insistă pe cerinţele de studiu al comportării dinamice, în timp, a programelor de comandă în timp real, adoptînd în acest scop modelul lui Quirk, descris mai în detaliu în (Motus şi Kääramees, 1983). Modelul conţine doar două tipuri de elemente: procese care descriu taskurile funcţionale şi canale care definesc comunicarea dintre procese. Orice proces poate fi la rîndul său o reţea de procese. Lucrarea prezintă modul de definire a unui proces precum şi a unui canal, atributele lor (funcţionale, de stare, de instanţe de timp etc.) precum şi un limbaj de specificare. Sistemul o dată definit şi specificat cu ajutorul modelului de reţea de evenimente şi a limbajului de specificare, este introdus într-o bază de date, asupra căreia, cu ajutorul unor instrumente software, se efectuează o serie de verificări şi testări care, în final, vor valida sau nu corectitudinea specificaţiilor. Testele efectuate sînt de tip local (pentru verificarea descrierii proceselor şi canalelor) şi de tip global (pentru verificarea comunicaţiilor şi compatibilităţii între procese).

Sistemul este implementat sub forma unui instrument sof ware de proiectare denumit PRIZ şi a fost folosit în proiectarea a două sisteme de conducere automată cu calculator a proceselor industriale cu caracter semicontinuu, una din aplicaţii fiind descrisă în lucrarea 1.3/D 1 prezentată la acelaşi congres.

În *lucrarea 04.1/3*, autorii studiază de asemenea unele aspecte legate de proiectarea sistemelor complexe distribuite de conducere automată cu microprocesoare a obiectelor industriale. Pentru punerea în valoare a avantajelor nete pe care le prezintă asemenea sisteme (viabilitate sporită, adaptabilitate uşoară la cerinţele tehnologice diverse, cost redus etc.) autorii insistă pe necesitatea rezolvării corespunzătoare a trei clase de probleme specifice: proiectarea adecvată a sistemelor de operare; elaborarea sistemelor de programe aplicative (limbaje, translatoare, biblioteci) care să ţină cont de cerinţe de operare în timp real, paralelism în execuţie, varietate de tipuri de calculatoare etc.; elaborarea unor metode şi instrumente care să permită într-o oarecare măsură adaptarea programelor existente la noul context.

Autorii îşi propun elaborarea unei metode şi a instrumentelor asociate care să permită proiectarea lesnicioasă şi riguroasă a programelor pentru sisteme distribuite. În acest scop, ei propun atît un limbaj pentru proiectarea funcţională a programelor aplicative localizate în diferitele procesoare din sistemul distribuit, cît şi un limbaj de organizare a prelucrării, care integrează programele individuale într-un singur complex.

Ca limbaj de programare s-a folosit limbajul PASCAL, iar sistemul a fost experimentat în cadrul unui proiect de conducere cu calculator a unei instalaţii tehnologice precum şi a unuia de simulare multi-calculator.

În *lucrarea 04.1/5*, care se referă tot la problematica metodelor şi instrumentelor de proiectare a programelor pentru sistemele de conducere automată cu calculator, autorii propun ca instrument de descriere o reţea de tip Petri modificată, subliniind posibilităţile foarte avantajoase pe care le prezintă o asemenea reţea.

Sistemul de proiectare PSI prezentat este destinat elaborării programelor pentru aplicaţiile de conducere automată de complexitate mică şi mijlocie, folosind microprocesoare cu 8 şi 16 biţi (de ex. Z80, Z8000, I8086 şi similare) caracterizate printr-o comportare critică în timp, grad ridicat de paralelism şi cuplaje strînse între taskuri.

Folosind un cod intermedilar şi un limbaj de nivel înalt (PASCAL), sistemul permite translatarea pentru orice tip de microcalculator-obiect, asigurînd o optimizare a timpului de execuţie şi a spaţiului de memorie ocupat.

În *lucrarea 04.1/6* se prezintă un sistem integrat de programare CAMIC/S de tip instrument universal pentru producerea de programe pentru microprocesoare, care urmăreşte asigurarea unei productivităţi mărite în această activitate şi o calitate corespunzătoare a produselor-program obţinute.

Sistemul CAMIC/S este destinat să acopere toate fazele elaborării programelor, de la proiectare pînă la testare şi întreţinere, avînd următoarele caracteristici:

— este un sistem multi-utilizator (implementat pe minicalculatoare de tip DEC PDP 11/44 şi VAX/730);
— operare simplă, familiarizare uşoară;
— independent de tipul microprocesorului;
— încurajarea adoptării unor soluţii de standardizare;
— îmbunătăţirea calităţii documentaţiei ce se elaborează;
— limbaje de programare de nivel înalt (PASCAL, C);
— mijloace de testare;
— modularitatea (adaptabilitate la cerinţele utilizatorilor);
— uşor extensibil (noi limbaje, noi tipuri de microprocesoare).

Lucrarea prezintă ca ilustrare cazul unui sistem de automatizare cu calculator a transportului într-un depozit de piese şi material dintr-o întreprindere.

Lucrarea 04.1/4 prezintă un sistem integrat de echipamente şi programe destinat simulării şi evaluării sistemelor distribuite de conducerea automată cu calculator (DCCS) a obiectelor industriale.

Sistemul este conceput modular, modulele funcţionale componente fiind în totalitate programe de simulare sau o combinaţie între programe şi echipamente dedicate special pentru a realiza în comun simularea, exploatînd astfel avantajele celor două moduri de implementare.

Sistemul în ansamblul său cuprinde trei module majore:

— Modulul de evaluare a performanţelor de comunicaţie (CMPEM) a sistemelor distribuite de conducere, compus la rîndul său dintr-un sub-modul software de simulare (scris în limbajul de programare GPSS) şi un sub-modul hibrid hardware-software de simulare. Acest modul permite măsurarea performanţelor pentru diferite configuraţii, dimensiuni, viteze şi protocoale de transmisie. Accentul se pune pe evaluarea performanţelor reţelelor locale de tip magistrală şi de tip inel (timp transmitere mesaj, timp aşteptare şi lungime cozi pentru mesaje, capacitate sistem, factor utilizare canal).

— Modulul de evaluare a fiabilităţii sistemului (SREM) este un program care permite proiectantului să simuleze efectele unor defecţiuni ale echipamentului, redundanţele, mentenabilitatea şi siguranţa în funcţionare a sistemului. În modul se folosesc diferite modele care caracterizează distribuţia probabilităţilor de defectare şi respectiv a timpului de reparare.

— Modulul de evaluare a performanţelor de comandă automată (CNPEM) permite ca, prin simulare, să se poată evalua de către proiectant modul în care se respectă specificaţiile funcţionale, timpii de execuţie şi de răspuns, gradul de încărcare a procesoarelor ş.a. Acest modul este un modul hibrid (echipamente+programe) şi a fost folosit concret în evaluarea mai multor sisteme, inclusiv a unui robot industrial performant.

BIBLIOGRAFIE

Pranghisvili, I. V. (1981). **Concepte arhitecturale pentru sistemele de calcul paralele moderne ale anilor '80** (în lb. rusă), Voprosy Kibernetiki, Moscova, p. 3—14.

Motus L., Kääramees K. (1983). **A model based design of distributed control systems software.** Proc. 4-th IFAC. Workshop on DCCS, Ed. R.W. Gellie şi R.R. Tavast, Pergamon Press, p. 93—101.

CONDUCERE ÎN TIMP REAL CU CALCULATOARE

Ing. *M. Dumitru* și Ing. *R. Rădescu*
ITCI

Una din tendințele actuale în conducerea proceselor industriale este utilizarea sistemelor distribuite, care permit realizarea la un nivel superior a funcțiunilor acestora, ca și o creștere a fiabilității lor.

Lucrarea 04.2/1 prezintă problemele ridicate de utilizarea rețelelor locale de mare viteză în aplicații de sisteme distribuite pentru conducerea proceselor tehnologice. Astfel, sînt prezentate caracteristicile specifice ale aplicațiilor de proces în contextul utilizării unui sistem distribuit, propunîndu-se utilizarea noțiunii de timp de validitate pentru obținerea coordonării și testării comunicației în sistem.

Cu toate că sistemele distribuite în timp real sînt implementate de mai multă vreme, nu s-a stabilit încă o metodologie de proiectare care să realizeze corelația între proprietățile asociate cu timpul real și caracteristicile sistemului de transmisie. Utilizarea rețelelor locale a mărit facilitățile de comunicație permițînd realizarea de sisteme distribuite fiabile care pot fi aplicate în sisteme de conducere a proceselor.

Rețelele locale folosite în aplicații de proces se bazează pe principiul transmiterii pachetelor printr-un mediu fizic folosit în comun, care conțin blocuri de date (numite pachete sau mesaje), de la un procesor-transmițător la un procesor-receptor trecînd însă pe la toate procesoarele din rețea.

Un procesor este legat la mediul de comunicație prin intermediul unui modul de interfațare la rețea, care asigură trimiterea mesajelor, recunoașterea adreselor mesajelor, copierea mesajelor adresate procesorului în cauză.

Problema fundamentală a sistemelor de acest tip este controlul accesului la canalul comun de comunicație în scopul obținerii unui nivel de performanță sub următoarele restricții:

— simplitatea implementării;
— defectarea unui procesor nu trebuie să ducă la defectarea sistemului;
— corectitudinea transferurilor.

În aplicații de conducerea proceselor tehnologice, topologia cea mai folosită este cea a magistralei lineare, satisfăcînd cel mai bine condițiile impuse de astfel de aplicații.

În continuare, lucrarea prezintă caracteristicile tehnicilor cu acces multiplu distribuit. Ca unitate de comunicație se consideră mesajul de lungime variabilă care conține un antet cuprinzînd adrese și informații de control plus informația utilă avînd o dimensiune maxim acceptabilă. Totdeauna în condiții reale există posibilitatea erorilor de comunicație datorită interferențelor electromagnetice în cablu coaxial sau altor cauze, iar detectarea mesajelor perturbate se realizează prin tehnici bazate pe teoria codificării.

Toate mesajele transmise de un procesor sînt recepționate de celelalte în ordinea în care au fost trimise și dacă există un canal de rezervă duplicatul mesajului este și el recepționat.

Pentru a evalua caracteristicile traficului într-o rețea locală trebuie luate în considerație statisticile de ajungere a mesajelor și statistica lungimii mesajului, trebuie cunoscută metoda de control a accesului la canalul de comunicație, ca și parametrii fizici ai rețelei.

Întîrzierea sistemului de transmisie este intervalul de timp de la transmiterea mesajului de către sursă și recepția lui la destinație. Întreaga întîrziere este formată din următoarele trei componente: întîrziere de transmisie, reprezentată de timpul necesar transmiterii tuturor biților cu rata efectivă de transmisie; întîrzieri de programare, reprezentate de timpul necesar unui bit pentru a parcurge canalul de comunicație; întîrziere de acces sau timpul de așteptare a procesorului pentru canalul de comunicație.

Este dificil de calculat o valoare anume a întîrzierii într-o rețea locală datorită numărului mare de parametri și lipsei unei metode de calcul a performanței. Din această cauză, în lucrare, în continuare se presupune o întîrziere totală variabilă și necunoscută.

Sistemele de conducere distribuite în timp real trebuie să asigure un timp de răspuns suficient de mic pentru a putea modifica cu succes comportarea dinamică a instalației conduse, asigurînd deci frecvențele de actualizare și timpi de apariție impuși de proces.

O caracteristică a aplicațiilor în timp real este aceea a validității informației dependente de timp, în timp real. Un exemplu în acest sens este informația de stare a procesului obținută prin eșantionarea semnalelor continue. Prin operația de eșantionare se asigură validitatea valorii unei mărimi pentru un anumit interval de timp, aceasta devenind inconsistentă după trecerea acestui timp.

Majoritatea implementărilor serviciilor de transport a informațiilor se bazează pe protocoale cu confirmare și retransmisie la „time-out". În esență, protocoalele utilizează redundanța în domeniul timpului pentru a obține fiabilitatea transmisiei dar sînt incompatibile cu cerințele răspunsului în timp real. Din punct de vedere al aplicațiilor în timp real dezavantajele acestui tip de protocoale de comunicație sînt:

— trecerea timpului poate invalida informația conținută în mesaj înainte ca protocolul să-l transmită cu succes;

— detectarea erorii are loc la transmițător prin mecanismul de „time-out", iar de obicei în aplicațiile de conducere a proceselor se cere detectarea erorii la receptor;

— transmiterea mesajului redundant este activată numai la detectarea erorii; traficul de comunicație este dependent deci de rata erorilor de comunicație și devine impredictibil.

Datorită acestor dezavantaje, aplicațiile de conducere a proceselor necesită protocoale de comunicație care să permită programelor de aplicație să trateze inconsistențele ce apar.

În acest sens, în lucrare se prezintă un tip de protocol de comunicație care să țină cont de timpul de validitate al mesajului. Acest protocol necesită două prezumții fundamentale:

A1 — fiecare mesaj are un cîmp care conține timpul de validitate absolut.

A2 — fiecare proces are acces la o referință de timp globală a întregului sistem.

Fiecare proces transmițător cînd transmite un mesaj trebuie să transmită intervalul de timp în care el va păstra variabilele locale și starea programului consistent cu mesajul, acest timp fiind timpul de validitate (t_v). În acest mod, se permite receptorului să-și coordoneze acțiunea față de transmițător comparînd timpul sistem curent cu timpul de validitate al mesajului. În legătură cu acest tip de protocol de comunicație trebuie făcute următoarele prezumții:

— se consideră că în condiții normale timpul de validitate este mai mare decît întîrzierea transmiterii mesajului;

— alegerea lui t_v se face funcție de aplicație, știindu-se că este deosebit de util a cunoaște cînd o valoare devine inconsistentă;

— prin alegerea convenabilă a convențiilor de numire a mesajelor, timpul de validitate poate fi utilizat și în detectarea mesajelor provenite din surse redundante;

— timpul de validitate poate fi folosit și la înlăturarea mesajelor depășite înainte de a fi transmise programelor de aplicație.

Cu ajutorul acestui tip de protocol de comunicație se poate realiza detectarea erorii și la receptor, nu numai la emitor.

Cele prezentate mai sus specifică o dată în plus importanța fundamentală a existenței unei referințe de timp real globale în sistemele distribuite.

Lucrarea 04.2/2 se referă la sisteme multiprocesor cu „cuplaj strîns" („tightly coupled") folosite în conducerea în timp real a proceselor tehnologice.

O primă problemă care se pune la astfel de sisteme este aceea a unei metode de distribuire a sarcinilor și a determina secvența sarcinilor de prelucrare pentru fiecare procesor în parte. Astfel, procesoarelor li se dau să execute taskuri, fiecare

task reprezentînd un ansamblu de mai multe programe sau pași de calcul ce formează unitatea elementară de atribuire către fiecare procesor.

Lucrarea utilizează teoria planificării multiprocesoarelor ca bază teoretică în problema distribuirii încărcării. Problema planificării multiprocesor este ea însăși foarte greu de rezolvat, chiar în ipoteza ignorării timpului de comunicație între procesoare. Chiar dacă timpul de comunicație între procesoare, incluzînd și timpul tratării comunicației de sistemul de operare, este neglijabil în comparație cu timpul de prelucrare al taskului, problema planificării este atît de dificilă încît utilizarea oricărei tehnici de optimizare convențională nu asigură o soluție optimă în sensul practic.

Lucrarea consideră că timpul de comunicație între procesoare poate fi ignorat și propune o metodă eficientă de distribuire a încărcării care folosește un algoritm practic de planificare aproximativ optimală numit DF/IHS (Depth First/Implicit Heuristic Search). Algoritmul DF/IHS este o metodă de planificare care reduce substanțial timpul mediu de căutare și necesarul de memorie. În al doilea rînd, metoda propusă este extinsă la cazul cînd timpul de comunicație între procesoare nu poate fi ignorat. Ca exemplu concret este prezentată o aplicație de comandă a roboților industriali cu un sistem multiprocesor.

Primul pas în distribuirea sarcinilor îl reprezintă împărțirea sarcinilor în taskuri ținînd cont de diverși factori ca: performanța algoritmului de planificare, cît de strînsă e legătura dintre taskuri în termenii transferului de date și performanța mediului de comunicare.

În împărțirea sarcinilor de calcul în taskuri trebuie avut în vedere faptul că o împărțire în taskuri prea mici poate duce la un trafic prea mare de informații, iar numărul taskurilor fiind prea mare nici un algoritm de planificare nu va da satisfacție. Bineînțeles că și o împărțire în taskuri prea mari poate duce la scăderea paralelismului și deci la scăderea timpului de răspuns.

Dacă mediul de comunicație între procesoare este o magistrală comună sau o memorie comună, atunci autorii propun o împărțire într-un număr de taskuri cuprins între 20 și 300, astfel încît timpul de prelucrare să fie de cîteva ori mai mare decît timpul de transfer al datelor. Deoarece această decompoziție depinde de sistemul condus, o tehnică generală de decompoziție nu poate da satisfacție. În loc de a da o regulă, autorii propun exemplul comenzii brațului unui robot. Cu toate că la ora actuală majoritatea roboților sînt manipulatori repetitori, de tipul „teaching-play back", cu mai puțin chiar de șase grade de libertate, totuși se simte nevoia mereu crescîndă a unor roboți cu mai mult de șase grade de libertate și care să poată răspunde în condiții necunoscute a priori. În acest din urmă caz, se prevede ca utilizarea sistemelor de conducere multiprocesor să ofere satisfacție prin portabilitate și cost redus.

În general, calculul pentru comanda robotului implică rezolvarea unor ecuații cu vectori și matrici, cît și transformări de coordonate. De exemplu, formularea Newton—Euler pentru comanda dinamică a unui robot implică o mulțime de mai mult de 10 ecuații cu matrici de tipul 3×3 și vectori de tipul 3×1, care trebuie calculate recursiv pentru fiecare legătură. Cel mai ușor mod de decompoziție al taskurilor este ca fiecare ecuație să reprezinte cîte un task, fiind astfel generate 60 de taskuri pentru un robot cu 6 grade de libertate. Dacă unele ecuații sînt prea dificile, și acestea pot fi împărțite în taskuri la rîndul lor. Această împărțire, făcută de Luh (Luh 1981, Luh și Lin 1982) și propusă inițial pentru comanda roboților, nu a dispus de un algoritm de planificare puternic, obținînd o soluție a problemei simplificate care nu ducea la realizarea unei prelucrări paralele eficiente.

Pentru problema atribuirii de taskuri unor procesoare paralele multiple și pentru a determina secvența prelucrării taskurilor pe fiecare procesor ca o problemă de planificare multiprocesor, trebuie construit graful pentru a reprezenta o mulțime de taskuri. În fiecare nod al grafului se trece numărul taskului corespunzător și timpul necesar rulării lui. Legăturile dintre noduri, de sus în jos, determină ordinea de execuție dintre taskuri. Pentru evaluarea timpilor de execuție se consideră pentru fiecare procesor că o adunare durează 40 μs iar o înmulțire 50 μs, la aceeași viteză de calcul ca în lucrarea lui Luh.

O dată graful taskului constituit, timpul de prelucrare minim obținut prin prelucrare paralelă poate fi determinat prin lungimea drumului critic t_{cr} al grafu-

lui. Obiectivul prelucrării paralele este obținerea unui timp de prelucrare cît mai aproape de t_{cr} cu un număr minim de procesoare paralele.

Metoda de planificare propusă DF/IHS este o combinație de algoritm heuristic CP/MISF (Critical Path/Most Immediate Successors First) cu o metodă de tipul „branch and bound".

În continuare în lucrare se prezintă metoda CP/MISF.

Metoda CP (Critical Path) este o extensie a algoritmului lui Hu (Hu, 1961) obținută din cazul în care relația de precedență este arborescentă, iar timpii de prelucrare sînt aceeași pentru toate taskurile. Acest caz corespunde uneia din cele două subprobleme speciale pentru care sînt disponibili algoritmii de optimizare în timp polinomiali. Metoda CP/MISF cuprinzînd algoritmul lui Coffman și Graham (Coffman și Graham, 1972) propus pentru o altă subproblemă care permite relații de precedență arbitrare dar solicită ca timpii de precedență ai taskurilor să fie aceeași și limitează numărul procesoarelor paralele la 2.

Metoda CP/MISP constă din următorii pași:

Pasul 1: Determinarea „nivelului" pentru fiecare task, acesta fiind drumul cel mai lung de la nodul de ieșire pînă la nodul corespunzător

$$l_i = \max \sum_{j \in \pi_k} tj$$

unde

l_i este nivelul;

π_k — al k-lea drum de la nodul de ieșire la nodul curent.

Pasul 2: Construiește lista de priorități în ordine descrescătoare a lui l_i și numărul taskurilor succesive imediat.

Pasul 3: Execută lista de planificare pe baza listei de prioritate.

Cel mai defavorabil caz din punct de vedere al performanței pentru metoda CP/MISF este cînd soluția t obținută din soluția optimală t_{opt} este dată de:

$$(t - t_{opt})/t_{opt} \leqslant 1 - 1/m$$

fiind aceeași cu metoda CP.

Pentru a testa consistența metodei, s-au ales un număr de 200 de cazuri generate aleator, cu un număr de taskuri între 10 și 200. Soluția optimală s-a obținut în 67% din cazurile testate, soluție cu o eroare mai mică de 5% s-a obținut în 87% din cazuri, iar soluții cu o eroare mai mică de 10% s-au obținut pentru 98,5% din cazuri. Similar a fost testată și metoda CP și metoda CP/MISF, care a fost implementată pe un simulator de sisteme dinamice multiprocesor pentru planificarea taskurilor.

Metoda DF/IHS este o metodă de căutare de tipul DF/H (Depht First/Heuristic).

Spre deosebire de metoda DF/H, în cazul metodei DF/IHS nu este necesar calculul valorilor funcției euristice pentru toate nodurile active, cu cea mai mare profunzime, pentru a găsi următorul nod legat avînd cea mai mică valoare. Înaintea aplicării procedurii de căutare, prioritățile sînt atribuite acelor noduri care pot fi generate în timpul căutării prin utilizarea listei de priorități a metodei CP/MISF. În acest mod, cerințele de memorie precum și timpul de calcul mediu necesar căutării pot fi reduse pînă cînd alegerea următorului nod poate fi făcută fără calculul valorilor euristice. Metoda DF/INS este împărțită în două: partea de preprocesare în care se atribuie priorități în mod euristic nodurilor generate în timpul căutării și partea de căutare „depht-first".

Metoda DF/IHS a fost testată pe un total de 300 de cazuri cu un număr de taskuri între 10 și 200, soluția optimală fiind obținută pentru 75,3% din cazurile testate, o eroare sub 5% s-a obținut în 91,6% din cazuri, iar eroare sub 10% s-a obținut în toate cazurile.

În cazul în care se ține cont și de timpul de transfer al datelor între procesoare, problema devine foarte dificilă și nu a fost abordată pînă în prezent.

Lucrarea 04.2/3 prezintă modelul de referință de interconectare a sistemelor deschise ISO (OSI-RM) și modelul de rețea locală IEEE 802 (LAN-model). Grupul de lucru ISO/TC97/SC16 a dezvoltat un model pe șapte nivele care stabilește recomandări și cum să se structureze o rețea și echipamentele de comunicație.

Acest mod de structurare pe nivele este considerat ca fiind cel mai potrivit pentru exprimarea funcțiilor specifice, interfețelor dintre nivele și în plus permite flexibilitate, prin care se înțelege modificarea funcțiilor unui nivel fără a-i modifica interferențele cu nivelele adiacente.

Modelul IEEE 802 este un model tot pe nivele legat de modelul OSI-RM, diferența constînd în introducerea nivelului MAC (Medium Acces Control).

Gestiunea rețelei ISO-RM acoperă diferite funcții cum sînt alocarea resurselor, reconfigurarea și altele cuprinse toate în nivelul de aplicație, dar unele dintre ele — cum ar fi sincronizare-ceas, planificare, control concurență — sînt accesibile la orice nivel. Unele din aceste funcții trebuie să se execute automat fiind funcții de tip sistem de operare satisfăcînd cerințele de timp-real.

Considerînd taskul ca o mulțime de operații și taskurile fiind distribuite pentru execuția pe diverse echipamente, apare problema sincronizării lor prin intermediul unor variabile comunicate prin rețea. Taskurile pot fi periodice sau aperiodice, predeterminate sau impredictibile în ceea ce privește timpul cînd să se execute. În cazul cînd avem taskuri periodice și complet predeterminate din punct de vedere al timpului, se poate aplica o politică de planificare. Cînd taskurile nu sînt complet predeterminate, o politică de planificare dependentă de timp trebuie proiectată pentru a asigura execuția lor în timpul necesar. Pentru a rezolva această problemă trebuie stabilit criteriul după care să se facă planificarea, depinzînd de natura taskului, cum ar fi:

— un task de alarmă trebuie executat într-un interval maxim de întîrziere;

— sînt taskuri care cer a fi executate la un anumit moment.

Apare problema ce se întîmplă cînd sistemul este încărcat la momentul prevăzut: taskul nu se mai execută, sau i se mărește prioritatea pentru a intra în execuție. Deci politica de planificare trebuie să stabilească care task trebuie amînat, iar acest lucru se numește „controlul promptitudinii" (promptness control).

Deoarece taskurile se execută pe echipamente separate, este necesară sincronizarea comenzilor între ele. Apare deci problema unui ceas unic în tot sistemul, ca în sistemele centralizate, și considerînd o entitate de timp fizic, valoarea ceasului trebuie trimisă periodic la toate procesoarele. Acest mod de sincronizare prezintă dezavantajul posibilității erorilor de comunicație. O altă problemă care apare este aceea că între ceasurile a două sisteme să nu fie o diferență mai mare decît diferența maximă admisibilă. O soluționare a acestei probleme este ca fiecare procesor să fie prevăzut să primească un mesaj de sincronizare, mesaj ce conține valoarea timpului curent. O altă problemă este aceea a comunicației în timp real, care implică ca un mesaj de sincronizare să fie trimis cu suficient timp înainte pentru ca procesul căruia i se adresează să poată fi realizat în timp („upper handed transmission delay"). Întîrzierea de transmisie trebuie înțeleasă ca timpul scurs de cînd mesajul este transmis de pe nivelul 6 al nodului emitor pînă cînd ajunge pe nivelul 6 al nodului receptor.

Mesajele trebuie prelucrate în cadrul fiecărui nivel, corespunzător priorității pe care o au. Dacă prioritățile sînt fixe, apare problema că numai mesajele cu prioritate mare sînt tratate. Din această cauză mesajelor li se adaugă restricția de timp pe care trebuie să o satisfacă; în funcție de acest timp ce inițializează transmisia și prelucrarea la destinație. În cazul în care de la transmițător se poate evalua că mesajul nu poate fi trimis în timp corespunzător, el nu mai este trimis.

O altă problemă a sistemelor distribuite în timp real este aceea a alocării resurselor și accesului la date. Acest lucru se realizează pe nivelul 7 al aplicațiilor de conducere în timp real.

Fiabilitatea sistemelor distribuite se obține prin redondanță software și hardware. O soluție este executarea unui task pe n procesoare, fiecare procesor trimițînd rezultatul celorlalte n—1 și aplicînd cu toate regula notării prin majoritate.

Considerînd software-ul și hardware-ul unui sistem de conducere distribuit format din entități standard, se pot aplica operații de administrare, clasificate astfel:

— operații de control ex.: INSTALL, REMOVE CONNECT, DISCONNECT, ENABLE, DISABLE, WRITE SET POINTS, RESET EVENT

— operații de monitorizare ex.: READ SET-PO INT, READ, STATE VARIABLE

— operații de restabilire (recovery operations).

Rețeaua locală de tip inel, prezentată în *lucrarea 04.2/4*, poate cuprinde pînă la 10 perechi de noduri sau controlere de comunicație simultan legate prin fibră optică la o viteză de 100 Mbiți/s. Utilizînd metoda comutării pachetelor multiple prin divizarea timpului (time-divisional multiple packet switching method). Rețeaua asigură și funcții speciale de comunicație, cum sînt controlul taskurilor și transferării rapide între memorii pentru calculatoare distribuite și are prevăzute o serie de măsuri de toleranță la defecțiuni.

Inelul prezintă următoarele avantaje:

— cabluri cu fibră optică;

— forma de inel (în buclă);

— 10 canale prin multiplexare și divizarea timpului;

— interfață conform IEEE 802;

— tratarea ierarhizată a erorilor pe magistrală.

Cablul optic folosit permite transmiterea informației fără repetare pe 6 km și este rezistent la zgomotele electrice. Avînd forma de inel se obține o comunicație N la N cu timp de răspuns constant. Cei 100 Mbiți/s transmiși sînt împărțiți în 10 canale în raport cu timpul, permițînd comunicarea simultană a 10 noduri cu o viteză de 10 Mbiți/s.

Comutarea de pachet consumă timp relativ mic pentru a executa procedurile de conectare și deconectare de la rețea și nu necesită ca protocoalele de comunicație să fie determinate între elementele în comunicație.

O altă caracteristică este că permite conectarea unei rețele locale de tip magistrală bazată pe metode de acces IEEE-802.3 CSMA-CD la inel.

Caracteristică de administrare ierarhică a inelului permite să se țină cont de ierarhizarea modulelor hardware dintr-o ierarhie funcțională, fiecare clasă tratînd erorile în modul corespunzător. Deci o singură eroare nu va afecta întreg sistemul.

Configurația cu magistrală sub formă de inel cuprinde cabluri de fibre optice duplex, stații și un procesor de supervizare. Cel mult patru controlere pot fi legate la o singură stație fiecare asigurînd comunicație full-duplex, iar la fiecare controler poate fi legat un calculator, maxim 15 terminale, și o rețea locală IEE-802.3, tip magistrală.

Comunicația între transmițător și receptor se face prin mesaje de cel mult 4 Kocteți care mai cuprind un antet al mesajului prin metoda comutării pachet multiplu prin divizarea timpului (time divisional multiple-packet switching method) din următoarele motive: rata de transfer între controler și stație (1 Mbiți/s) trebuie să fie echilibrată cu cea a rețelei (10 Mbit/s), iar procedurile de confirmare trebuie să asigure un răspuns rapid.

În continuare în lucrare sînt prezentate metoda de comunicație prin divizarea timpului și fluxului de date între controlere.

Pe inelul prezentat, care este o rețea fizică, pot fi construite șase rețele logice ce leagă calculatoare, echipamente de intrare/ieșire din proces, terminale și un procesor supervizor al nivelului. Aceste șase rețele logice sînt următoarele:

— rețea de transmitere a mesajului permițînd comunicația între taskuri rulînd pe calculatoare diferite legate la inel;

— rețea de transmitere a memoriei, permițînd comunicația între task locale și memorii-destinație precum și împărțirea memoriei între calculatoare;

— rețea de control a taskului permițînd activarea, terminarea, restaurarea și sincronizarea unui task cu un altul de pe alt sistem;

— rețea de acces la intrări/ieșiri prin care sînt controlate operațiile de intrare/ieșire din și spre proces și folosirea datelor de către calculatoarele legate la inel;

— rețea de control a operațiilor de intrare/ieșire între calculatoare locale și echipamente aflate la distanță;

— rețea de administrare a magistralei tip inel ce permite operații de întreținere, control și diagnosticare.

În lucrare se prezintă legătura între modelul OSI IS7498 standardizat pe linie ISO în 1983 și protocolul prezentat.

O altă problemă abordată de lucrare este aceea a fiabilității sistemului solicitat de aplicații de conducere a proceselor tehnologice unde funcționarea trebuie asigurată continuu.

Astfel, linia optică este dublată, iar stațiile pot fi dublate și ele sau simplu scoase din inel fără a afecta funcționarea circuitului. De asemenea, pe fiecare element al inelului există funcții ierarhizate de supraveghere și testare, care funcționează continuu și care asigură detectarea eventualelor erori.

Lucrarea 04.2/5 prezintă metodele utilizate în partajarea canalului de comunicație într-o rețea locală cu structură de magistrală în condițiile impuse de aplicații de conducere a proceselor. Lucrarea prezintă în principal scheme de acces aleator, descriind în detaliu un nou tip de protocol.

Pentru a satisface cerințele de fiabilitate, anume ca la căderea unei stații a rețelei să nu fie afectată funcționarea întregului sistem, s-a ales structura de magistrală cu mediu pasiv în locul celei în inel, unde informația este retransmisă de cîteva ori între sursă și destinație.

Între cele două tehnici de acces multiplu, tehnica jetonului (token passing) și cea a accesului aleator, în aplicații de proces s-a ales prima metodă deoarece oferă timpi de întîrziere a pachetelor limitați, ca în proiectul PROAWY.

Pentru a asigura un timp de răspuns mic în cazul mesajelor de tip alarmă, mesajele sînt împărțite în două clase de priorități. Dezavantajul principal al acestei metode este acela că scoaterea sau introducerea unei noi stații, cît și tratarea excepțiilor sînt operații complicate.

Pentru a aplica metoda de acces multiplu trebuie implementate o serie de modificări pentru a obține întîrzierea nelimitată a mesajelor, iar introducerea priorității lor va beneficia în acest mod de o încărcare mai mică.

Un protocol cu acces aleator multiplu este definit prin:
— condițiile în care o stație poate începe să transmită;
— metoda de detectare a coliziunilor;
— modul de rezolvare a coliziunii.

În continuare în lucrare este propus un protocol de tipul protocoalelor cu acces multiplu aleator avînd control complet distribuit, luînd în considerație prioritățile mesajelor și cu timpi de răspuns limitat.

Controlul de comunicație se poate afla în trei stări posibile „FREE, TRANSMISSION și SELECTION".

O stație care are un pachet de transmis simte canalul astfel:
— dacă canalul este liber (FREE) atunci se inițiază transmisia; dacă apare o coliziune, transmisia este întreruptă, iar canalul trece în SELECTION;
— dacă canalul este în starea TRANSMISSION, stația așteaptă pînă se eliberează canalul și apare semnalul de confirmare, candidînd la următoarea stare SELECTION;
— dacă canalul este în stare SELECTION, stația așteaptă pînă cînd canalul trece în altă stare și atunci acționează în mod corespunzător.

Protocolul se bazează pe reguli de selecție determinate a stației căreia i se atribuie dreptul de transmitere. O astfel de selectare are loc după apariția unei coliziuni sau după terminarea unei sesiuni de comunicație, eliminînd posibilitatea coliziunii. Timpul de selecție este împărțit în anumite intervale egale, nu mai scurte decît timpul de comunicație a unui mesaj, numite „slots", în fiecare din aceste intervale o submulțime a stațiilor putînd începe transmisia. Deci în fiecare „slot" poate apare una din următoarele trei situații:

E1. nici o stație nu inițiază transmisie, iar numărarea intervalelor continuă;
E2. o singură stație inițiază transmisia, terminînd selecția;
E3. mai multe stații inițiază transmisia. În acest caz numărarea intervalelor continuă pînă cînd:
   — toate stațiile active care nu au participat la coliziune, sînt eliminate din competiție;

— toate stațiile care au generat coliziuni încearcă în intervalele următoare în concordanță cu strategia de bază. Strategia de bază implementată pe fiecare stație determină, în fiecare din intervaluri, care e stația autorizată a iniția transmisia. Această regulă este împărțită în mai multe faze, fiecare referindu-se la un grup de intervale de timp consecutive.

În fiecare fază, un singur atribut, recunoscut ca motiv de diferențiere a stațiilor, este luat în considerație. Atributele alese în cazul prezentat sînt:

(a) prioritatea mesajului (k intervale);

(b) un număr de încercări anterioare de obținere a accesului în respectiva clasă de priorități (l intervale);

(c) identificator stație (m intervale).

În cazul (a), fiecărui nivel de prioritate al mesajelor i se atribuie un număr natural P în gama $1—2^{k-1}$, astfel că un număr mai mare a lui P corespunde unei priorități superioare.

Stația luată în considerare poate iniția transmiterea în intervalul i dacă deține un pachet cu $p_i=1$, p_i reprezentînd al i-lea bit din reprezentarea binară a lui p. Dacă nu există stații active, nu se inițiază nici o transmisie în k intervale. În acest caz selecția trebuie întreruptă și canalul trecut în starea FREE. În cazul contrar, faza de selecție va conduce totdeauna la recunoașterea mesajului cu cea mai mare prioritate din toate stațiile active.

În cazul (b), fiecare stație are un contor al încercărilor nereușite de obținere a accesului în clasa de prioritate respectivă P. Acest contor este resetat cînd stația se adaugă stațiilor active sau stației i se dă accesul la magistrală. Dacă contorul devine mai mare sau egal cu o valoare L predeterminată, stației considerate i se dă acceptul de transmitere în intervalul rezervat pentru faza a doua;

În cazul (c) dacă în prima și a doua fază nu a fost o stație cîștigătoare, alegerea finală se face în concordanță cu numerele stațiilor.

Astfel, după k+l+m intervale există un unic rezultat al selecției.

Protocolul prezentat asigură limita maximă a timpului de transmitere pentru pachete cu prioritate maximă la valoarea T_p, iar pentru celelalte pachete, la valoarea T_L.

În continuare în lucrare este prezentată o comparație între performanțele rețelei ETHERNET și rezultatele obținute prin simularea protocolului propus, remarcîndu-se calitățile celui din urmă.

Lucrarea 04.2/6 prezintă rețeaua de calculatoare din combinatul metalurgic Kashima, care cuprinde 100 de calculatoare de diverse tipuri legate între ele printr-un sistem standard de rețea cu aceeași interfață hardware și software, indiferent de tipul calculatorului.

Pînă în prezent, sistemele erau legate printr-o rețea de tip stea, punct la punct („point to point"), care prezintă unele dezavantaje atît la nivelul conducerii proceselor tehnologice, cît și la nivelul superior, fapt pentru care s-a propus o nouă rețea.

Noua rețea este de dimensiune medie, între 10 și 100 km.

Caracteristicile rețelei sînt:

— interfețe hardware și software standard;

— comunicație N : n;

— utilizare în mediu industrial;

— compatibilitate între diferite modele;

— schimbare ușoară de la vechea structură la cea nouă.

Lucrarea prezintă tipurile calculatoarelor ce sînt legate între ele, cît și tipurile de rețele care au fost analizate pentru a satisface cerințele de mai sus.

A fost aleasă rețeaua S-NET cu structură în inel și la care echipamentele se leagă prin cîte un CIP (Communication Interface Processor) cu conectoare RS232C/422. Fiecare CIP permite acces de tip DMA prin magistrala IEEE-796, iar mediul de comunicație poate fi de tip fibră optică.

S-NET poate fi configurată într-o structură multi-buclă prin LIP (Linkage Interface Processor), care au același hard ca și CIP. Software-ul folosește un protocol „cap la cap" (End-to-End) de tip HDLC simplificat.

Programul este de aproximativ 4 Kbytes pentru un calculator obişnuit, iar datele pot fi formate HDLC sau BSC pentru calculatoare în acelaşi sistem. Lungimea maximă a unui mesaj este de 1 kbyte.

S-NET este prevăzut a putea avea 64 de bucle dar aplicaţia prezentată foloseşte doar 6, cu o buclă centrală la care se leagă celelalte 5, aceasta avînd o viteză de transfer şi o fiabilitate mai mare decît celelalte bucle.

În continuare în lucrare se prezintă funcţiile realizate şi procesele tehnologice supravegheate de sistemul de conducere. Sistemul cuprinde mai multe camere de comandă cu mai multe terminale, acestea avînd acces la bazele de date aflate pe sistemele legate în reţea, iar interfaţa cu operatorul este prevăzută şi cu o dispozitive de sinteză a vocii.

În prezent viteza de transfer este de 480 Kb/s dar se speră ca într-un viitor apropiat să se poată ajunge la o viteză de 10 Mb/s.

Pentru a îmbunătăţi detectarea erorilor se preconizează introducerea în sistem a unui calculator care va supraveghea periodic buna funcţionare a echipamentelor din sistem şi va putea furniza informaţiile necesare înlăturării rapide a defecţiunilor.

Una din cerinţele principale a sistemelor de calcul în timp real este aceea de a avea o fiabilitate ridicată pentru a putea realiza în condiţii de siguranţă funcţiile prevăzute, iar apariţia eventualelor defecte să nu determine căderea întregului sistem.

Lucrarea 04.3/1 prezintă o metodă de proiectare şi analiză automată a unei variante de sistem în timp real ţinînd seama de restricţiile de timp ale procesului condus şi folosind un singur semnal de interpretare. Astfel, variabilele sistemului avînd importanţă diferită necesită tratarea pe nivele de proprietăţi diferite. Metoda prezentată oferă posibilitatea alegerii priorităţilor de execuţie a diferitelor module de program ce trebuie executate la apariţia semnalului corespunzător din sistem, funcţie de priorităţile pe care le au.

Se defineşte o submulţime a variabilelor sistemului

$$V=\{v_1 \ldots\ldots, v_n\}$$

şi fiecăreia i se ataşează o funcţie de timp lineară ipotetică $s_i(t)$.

Fiecărei variabile i se ataşează o funcţie de tipul unei secvenţe de impulsuri de durată constantă dar nu uniform distribuite, $^{\circ}\tau_{i\,min}$ fiind intervalul minim de timp admis între două impulsuri adiacente. Se cere ca subrutina p_i corespunzătoare variabilei v_i să fie apelată o singură dată după ce valoarea lui $s_i(t)$ trece din 0 în 1. Adică, execuţia lui p_i să aibă loc cu o asemenea prioritate în sistem încît să se termine înainte ca $s_i(t)$ să poată trece înapoi din 1 în 0. Astfel, definiţia funcţiei sistem $s_i(t)$ permite exprimarea priorităţii valabile v_i în sistem prin intermediul valorii lui $^{1}\tau_i$ corespunzătoare. Definind funcţia sistem $s_i(t)$ şi alegînd $^{1}\tau_i$ şi $^{\circ}\tau_{i\,min}$ activarea corespunzătoare a programului p_i poate fi asigurată prin eşantionarea variabilei sistem $v_i(t)$. Perioada de eşantionare T_i se defineşte prin:

$$\overline{T_i}=K_i \cdot \mathrm{Min}(^{1}\tau_i \; ^{\circ}\tau_{i\,min}); \; K_i \varepsilon \; (0,1)$$

unde

$\overline{T_i}$ — se numeşte perioada timpului de activare

K_i — este coeficientul de siguranţă

Deci se defineşte mulţimea perioadelor timpului de activare;

$$\overline{T}=\{\overline{T}_1, \overline{T}_2, \ldots\ldots, \overline{T}_n\}$$

Notînd cu v_i timpul maxim posibil de execuție a programului P_i se definește mulțimea:

$$\theta=\{\overline{v}_1,\ldots,\overline{v}_n\}$$

Considerînd că elementele mulțimii T sînt ordonate în sens crescător ($\overline{T}_i<\overline{T}_{i+1}$), atunci pentru fiecare perioadă de activare trebuie satisfăcută condiția:

$$\overline{T}_i>\overline{v}_i \quad i=1,\ldots,n.$$

De remarcat că această condiție este mult mai ușoară decît condiția ca toate programele să se execute în perioada T_1, adică:

$$\overline{T}_1>\overline{v}_1+\ldots+\overline{v}_n$$

În continuare se prezintă structura monitorului care nu folosește decît un singur semnal de interupere și care face ipoteza:

$$\overline{T}_i=K_i\cdot\overline{T}_1 \quad i=1,\ldots,n$$

Proiectarea unui monitor de timp real cu structura celui prezentat mai sus se realizează în mod automat adăugîndu-se în sistem modulele obiect p_i, $i=1,\ldots,n$.

Pentru a genera un astfel de monitor pentru mulțimile T, θ ale unei aplicații date, se pot considera două criterii:

1) Structura de monitor optimal are un număr minim de ramuri. Dacă există mai multe posibilități, cea optimală asigură timpul maxim în starea stopată.

2) Structura de monitor optimală asigură timpul maxim în starea stopată, fără a ține cont de numărul de ramuri.

Ținînd cont de aceste criterii, ca și de condiția prezentată mai sus

$$\overline{T}_i>\overline{v}_i$$

autorii prezintă o modalitate de proiectare automată și de verificare a realizabilității monitorului pentru aplicația în cauză.

Metoda a fost aplicată la proiectarea unui monitor pentru un sistem de comandă automată a unei instalații de manipulare a bîrnelor de lemn.

Pe lîngă tendința distribuirii, o altă tendință în sistemele de conducere a proceselor, impusă de aplicații ce necesită o fiabilitate și disponibilitate deosebită, este aceea a sistemelor de conducere a căror funcționare nu este afectată de eventualele erori sau defecte care pot apărea.

Lucrarea 04.3/3 își propune să prezinte conceptele fundamentale de redundanță (rezervare) în sistemele de conducere a proceselor cu structură ierarhizată. Considerînd un sistem ierarhizat cu trei niveluri, care cuprinde: nivelul 1 al sistemelor de calcul, nivelul 2 al sistemului de comunicație sau magistralele sistemului și nivelul 3 al subsistemelor cu funcții de automatizare și ținînd cont că fiabilitatea elementelor trebuie să crească o dată cu nivelul pe care se află, lucrarea analizează posibilitățile de rezervare pe fiecare nivel în parte.

Sistemele cu redundanță trebuie să asigure comanda și controlul atît al elementelor active, cît și al celor în rezervă, permițînd detectarea, localizarea și reacția (reconfigurare dinamică) în caz de eroare, fără a afecta performanța și supravegherea procesului. Din această cauză, sistemul trebuie să satisfacă următoarele cerințe:

— timpul de detectare și localizare a erorilor hardware să fie de ordinul micro sau milisecundelor;

— hardware-ul de rezervă trebuie să dețină tot timpul datele actualizate atît din proces cît și de la operator, pentru a permite comutarea fără salturi;

— timpul de reconfigurare trebuie să fie neglijabil în comparație cu timpul necesar asigurării menținerii conducerii fără salturi.

Configurațiile redundante pot fi de următoarele tipuri:

— sisteme de rezervare sincrone și asincrone în modul „unul din doi";

— sisteme de rezervare asincrone variabile de tipul „unul din N";

— sisteme de tipul „doi din trei“ sau „N din M“ cu M$\geqslant$3 și N$\geqslant$2 (sisteme scumpe, necesare în aplicații deosebite cum ar fi reactorii nucleari etc.).

În continuare în lucrare sînt analizate două sisteme de automatizare cu rezervare realizate de firma SIEMENS incluse în sistemul de conducere a proceselor TELEPERM M. Subsistemul AS220H este un sistem cu rezervare de tipul „unul din doi“ complet sincronizat (rezervare caldă) destinat aplicațiilor care necesită o siguranță și o fiabilitate foarte bună.

În sistemul de automatizare cu rezervare AS220H datele de la operator precum și datele din proces sînt introduse în ambele sisteme de calcul, iar ieșirile sînt calculate de asemenea de ambele sisteme dar sînt transmise în proces numai cele provenite de la subsistemul activ. Fiecare subsistem poate fi în una din următoarele stări: stare „master“, în care asigură conducerea procesului; stare de rezervare, din care poate comuta în starea „master“ la nevoie automat; starea „pasivă“, în care se fac reparații și întreținere. Starea subsistemelor este dictată de unitățile de comutare, care asigură tranzițiile din starea master în starea de rezervare și invers.

Strategiile de detectare și localizare a erorii nu sînt complet izolate. Unitatea de comparare asigură detectarea rapidă a erorilor comparînd toate semnalele de pe magistralele ambelor subsisteme și semnalizînd eventualele diferențe. Funcționarea comparatorului însuși este testată la anumite intervale de timp simulînd diferențe între semnalele magistralelor. După detectarea erorilor, localizarea lor se realizează cu un hardware specializat cu rutine de autodiagnosticare. Deci hardware-ul asigură deconectarea subsistemului defect simultan cu detectarea erorii, indiferent dacă acesta era în stare „master“ sau „rezervă“. Procesul de conducere nu este alterat sau întrerupt prin comutarea de pe un sistem pe altul.

La intervale fixe de timp se asigură automat comutarea sistemelor din stare „master“ în „rezervă“ și invers, pentru a asigura testarea modulelor și canalelor de date ce nu sînt testate în stare de rezervă.

Unitățile de prelucrare sînt sisteme microprogramate pe 16 biți cu aritmetică în virgulă mobilă pentru comanda în buclă închisă, cu unități de tratare pe bit pentru conducere rapidă a buclelor deschise, iar numărul maxim de module de intrare/ieșire este 35.

Unitatea de comparare este singura componentă a sistemului dual, dar dacă o eroare apare chiar pe această unitate, ea nu afectează conducerea în sine a procesului, adică nu afectează sistemul care se află în stare „master“ ci numai pe cel aflat în stare de rezervă.

Fiecare subsistem AS220H este legat la magistrala sistemului TELEPERM M printr-un modul de interfațare. Operatorul nu simte prezența sistemului aflat în rezervă, operînd ca și în cazul vechiului sistem AS220.

Sistemul AS220HF este un sistem cu rezervare de tipul „doi din trei“, utilizînd trei unități centrale lucrînd sincron ca ceas și instrucțiuni. Toate datele de intrare sînt furnizate tuturor unităților, iar ieșirile sînt furnizate în proces prin mecanismul de votare „doi din trei“. Acest mecanism de votare este aplicat și în funcționarea modulelor periferice și memoriilor. Dacă apar mai multe erori dar pe module de tip diferit, sistemul poate funcționa în continuare.

Sistemele prezentate în lucrare au în plus și facilitatea de întreținere și reparare fără a afecta asigurarea funcțiilor de conducere.

BIBLIOGRAFIE

Coffman, E. G. și R. L. Graham (1972). **Optimal Scheduling for Two-Processors Systems.** Acta Informatica, 1; p. 200—213.

Lu. J. Y. S. (1981). **Scheduling of Distributed Computer Control System for Industrial Robots.** Proc. of 3 rd IFAC Workshop on Distributed Computer Control Systems, Pergamon, Press, p. 85—102.

Lu. J. Y. S. și C. S. Lin (1982). **Scheduling of Parallel Computation for a Computer — Controlled Mechanical Manipulator.** IEEE Transaction SMC., 12, p. 214—234.

Hu, T. C. (1961). Parallel Sequencing and Assembly Line Problem. Oper. Press., 9, p. 841—848.

REGLARE AUTOMATĂ CU MICROPROCESOARE

Ing. *M. Sîrbu*
I.P.A

Introducerea microprocesoarelor în structurile de regulatoare numerice a permis obținerea unor performanțe superioare din punctul de vedere al preciziei și vitezei de prelucrare, creșterea volumului prelucrabil de informație, posibilitatea memorării informației pe termen lung. Lucrările prezentate în cadrul *secțiunii 04.4* evidențiază avantajele utilizării regulatoarelor numerice cu microprocesor. Dintre avantajele evidențiate în cadrul lucrărilor merită subliniată în primul rînd complexitatea sporită a algoritmilor de reglare implementabili folosind tehnicile numerice. Principalele probleme s-au avut în vedere în lucrările prezentate sînt:
— stabilirea modelului care descrie procesul;
— alegerea algoritmului de reglare;
— alegerea tipului de microprocesor;
— proiectarea structurii optime pentru sistemul de conducere;
— proiectarea interfețelor;
— proiectarea sistemului de programe de bază și aplicație.
— evidențierea avantajelor obținute prin utilizarea echipamentelor propuse.

Automatizarea unor procese folosind unități centrală cu microprocesor

Lucrările 04.4-1 și *04.4-2* abordează posibilitatea automatizării unor procese folosind unități centrale în configurație cu microprocesorul I 8085. Prima lucrare abordează automatizarea funcționării docurilor plutitoare. Docurile plutitoare permit repararea navelor care au suferit avarii sub linia de plutire. Docul este scufundat/ridicat prin încărcarea/descărcarea lestului. Elementele pe care trebuie să le regleze sistemul sînt pescajul, asieta și canarisirea docului. Procesul reprezintă un sistem multivariabil ale cărui componente interferează mutual. Întrucît problema conducerii acestui sistem pe cale analitică este dificil de rezolvat, algoritmul de reglare a fost proiectat experimental pe baza experienței personalului specializat și apoi verificat prin simulări numerice pe calculator. Pentru proiectarea sistemului de conducere s-a întocmit organigrama de funcționare, pe baza căreia au fost dezvoltate structura hardware și programele necesare.

Corpul docului este subdivizat într-un număr de rezervoare pentru lest. Pescajul este controlat prin încărcarea și descărcarea apei în și din rezervoare, în condiția menținerii valorilor predeterminate ale asietei și canarisirii. Ridicarea este realizată prin descărcarea apei folosind pompe, în timp ce scufundarea se face prin pătrunderea liberă a apei în rezervoare. Debitul de apă scoasă sau introdusă este determinat prin folosirea ventilelor de reglare pentru fiecare rezervor. Se descrie modalitatea de realizare a operațiilor de încărcare și descărcare a docului. Pentru buna funcționare a docului, autorii au luat în considerare următoarele caracteristici: interferența mutuală, variația sarcinii și neliniaritatea. Neliniaritatea apare datorită faptului că greutatea aparentă și momentul de inerție al docului plutitor variază cu pescajul. Variația sarcinii trebuie avută în vedere datorită faptului că greutatea aparentă și momentul de inerție variază în funcție de greutatea și poziția pe doc a navei depanate. La scufundarea sau ridicarea docului, prin varierea cantității de apă din rezervoare, sînt modificate atît greutatea și momentul de inerție al docului, cît și pescajul, asieta și canarisirea docului. Datorită acestui fenomen de interferență mutuală, trebuie controlate permanent pescajul, asieta și canarisirea.

Scopul reglării volumului de apă (lest) este de a determina vectorul curselor ventilelor $L(t)=L_1(t) \ldots L_{18}(t)$ pentru care se atinge un set de valori (d_1, T_1, H_1) ale pescajului, asietei și canarisirii în timp minim și cu o serie de restricții. Este vorba de o problemă de optimizare neliniară multivariabilă a cărei rezolvare a constat în transcrierea, pe fiecare perioadă, a problemei de reglare sub forma unei probleme

de programare liniară prin liniarizarea ecuației variației debitului de apă. Întrucît și această metodă presupunea calcule laborioase, s-a elaborat un algoritm pe baze experimentale.

Prima sarcină impusă sistemului este de a păstra asieta și canarisirea la valorile prestabilite pe durata scufundării/ridicării docului. A doua sarcină constă în atingerea cu maximă viteză a valorii finale a pescajului.

Pentru asigurarea stabilității vaporului depanat s-a acordat prioritate controlului canarisirii față de asietă și față de pescaj. Pentru a verifica algoritmul de reglare au fost efectuate simulări pe calculator. În proiectarea sistemului a trebuit să se țină seama că docul impune monitorizarea și comanda unui mare număr de mărimi, diferite moduri de lucru și un mare număr de operații complexe pentru fiecare mod. În proiectarea sistemului s-a acordat o deosebită atenție flexibilității sistemului de conducere. Autorii consideră că sistemul de reglare trebuie să prezinte următoarele funcții:

— regimuri de conducere automate, operatorul putînd selecta mai multe regimuri automate sau semiautomate;

— regimuri de conducere manuale, operatorul putînd întrerupe regimul automat în orice moment pentru a trece în regim manual;

— monitorizare; sistemul monitorizează în permanență starea procesului și o afișează pe display;

— asigurare la avarie prin menținerea poziției docului și avertizare sonoră.

Din punct de vedere hardware, sistemul prezintă o configurație în jurul microprocesorului Intel 8085. Sistemul de interfață cu procesul asigură 122 intrări numerice, 76 ieșiri numerice, 55 intrări analogice și 23 indicatori de condiție. Panoul de comandă prezintă 17 comutatoare și un potențiometru de volum. Informația din și comenzile spre proces sînt afișate pe tub catodic. Din punct de vedere software, fiecare fază a operației are atașată o subrutină. Modificarea algoritmului de conducere constă în modificarea subrutinei corespunzătoare. Programele de reglare, împreună cu programele de afișare și de măsurare se găsesc sub controlul unui program supervizor. Volumul de memorie ocupat de programe este de aproximativ 60 de kilo-octeți.

În urma experimentărilor sistemului de conducere s-a evidențiat că docul devine mult mai instabil după ce puntea depășește nivelul apei. Asieta este reglată într-o bandă de instabilitate de 0,3—0,9 m cu o suprareglare de 0,1 m, în timp ce canarisirea este reglată într-o gamă de $\pm 0{,}1$ grade și valoarea finală a pescajului se obține cu o eroare de $\pm 0{,}05$ m. Timpul de operare este de aproximativ 45 de minute. Sistemul permite o utilizare universală a docului, ușurează activitatea operatorului și permite ca operatorul să aibă un nivel mai redus de calificare.

Lucrarea 04.4-2 abordează posibilitățile îmbunătățirii serviciilor telefonice în sisteme de comutație telefonică de mici dimensiuni prin utilizarea unui sistem de conducere (SC) pe bază de microprocesor. Avînd în vedere investițiile făcute deja în echipamentele de comutație telefonică din vechea generație (spre exemplu sisteme cu selecție pas cu pas) autorii au considerat oportună proiectarea unui SC pe bază de microprocesor. Sistemele de telefonie de tip vechi, construite pe bază de elemente electromecanice, oferă performanțe și flexibilitate limitate, impunînd intervenția operatorului uman pentru convorbiri interurbane. Un SC pe bază de microprocesor poate permite implementarea convorbirilor interurbane și a convorbirilor internaționale prin automat, integrînd localitățile mai mici în rețeaua de telefonie mondială. Această metodă permite prelungirea vieții sistemelor deja existente pînă la completa lor înlocuire cu centrale automate cu comutație electronică. SC este conectat cu sistemul de comutație printr-un număr de plăci periferice proiectate și realizate de firma Batik Equipamentos Ltd. din Brazilia. Realizate mai ales cu circuite analogice, plăcile sînt prevăzute cu o serie de porturi numerice care se conectează la magistrala sistemului prin intermediul a două interfețe periferice programabile (IPP) compatibile cu microprocesorul I 8085.

Principala dificultate în dezvoltarea echipamentului a constituit-o realizarea unei magistrale de comunicație între microcalculator și periferice. Avînd în vedere cerințele ridicate de proces, descrise amănunțit în lucrare, structura magistralei constă în linii paralele de adresă, date și comenzi, aplicate memoriilor RAM și

ROM, precum și celor două IPP. Generarea datelor, a adreselor perifericelor precum și a comenzilor se realizează prin intermediul instrucțiunilor de intrare/ieșire. Prima IPP conduce liniile de date de intrare de la periferice la SC. Liniile de schimb informațional cu confirmare ale IPP formează submagistralele sistemului. Liniile de comenzi sînt utilizate numai pentru operații de intrare, deoarece toate perifericele au ieșiri de tip tampon, iar operațiile de ieșire eliberează magistrala imediat după memorarea datelor. A doua IPP conduce liniile de adresă, fiecare periferic fiind selectat prin înscrierea adresei sale în această IPP. Un periferic este selectat instantaneu după adresarea sa pe magistrală și rămîne selectat pînă ce SC generează pe magistrală adresa FF. Starea perifericelor se determină prin interogare. Timpul de reacție necesar, propriu sistemului de comutație, permite funcționarea fără sistem de întreruperi, ceea ce simplifică mult structura magistralei. Sînt prezentate procedurile de intrare și de ieșire. O configurație pentru 800 de abonați necesită aproximativ 50 de plăci periferice incluzînd 100 de registre de intrare și 150 de registre de ieșire.

Software-ul SC constă din cîteva zeci de programe concurente, grupate în șase familii, exploatînd reentranța lor. Aceste programe se concurează pentru o serie de resurse partajate. Ele schimbă mai multe tipuri de date și mesaje de comandă. Pe de altă parte, sistemul a trebuit să fie realizat ușor modificabil datorită dezvoltării în paralel a echipamentului și programelor, precum și pentru a întîmpina eventualele modificări solicitate de beneficiar. Sînt descrise de asemenea, cerințele impuse sistemului de programe de natura aplicației, precum și metodologia de realizare a programelor de conducere.

Structuri multiprocesor

Lucrarea 04.4-4 abordează proiectarea unui sistem multiprocesor cu arhitectură paralelă, dedicat conducerii roboților. Comanda serială a servoelementelor nu asigură performanțele dorite și deci un echipament de conducere convențional cu microprocesor poate să nu fie suficient pentru a permite operarea în timp real a roboților. Autorii propun o structură de echipament multiprocesor cu arhitectură paralelă. Condiția de conducere pe traiectorie a manipulatorului în spațiul cartezian este conform lui R. Paul (1979):

$$f_s < f_r < f_g$$

f_s este frecvența de eșantionare;

f_r — frecvența de rezonanță a părții mecanice a robotului;

$f_g = kf_r$ $(k=5 \ldots 8)$ (Young 1978)

Pentru sistemele cu frecvență de rezonanță mai ridicată de 25 Hz, perioada $T_g \leqslant 5$ ms. Această valoare este prea redusă și nu permite realizarea calculelor necesare.

Fie T_p intervalul de timp necesar pentru generarea comenzilor prin utilizarea configurației standard cu microprocesor. Dacă $T_g > T_p$ nu se impun configurații speciale de tip multiprocesor. Dacă $T_p > T_g$, atunci trebuie adoptate o serie de măsuri pentru reducerea T_p:

— modificarea și/sau simplificarea algoritmului de conducere;
— utilizarea arhitecturii paralele.

Sistemul de conducere (SC) cuprinde două nivele: nivelul coordonator și nivelul executor. Nivelul coordonator include: 1) subsistemul procesor, care în funcție de complexitatea algoritmilor de conducere de la nivelul tactic și strategic poate cuprinde unul sau mai multe microprocesoare; 2) subsistemul memoriilor, care include memoriile operative și memoriile de stocare a programelor tehnologice; 3) subsistemul de comunicații, cuprinzînd și panoul de programare prin autoînvățare (teach-in). Acest nivel poate fi conectat cu universul robotului pentru a realiza elementele specifice inteligenței artificale și cu un sistem superior de calcul în cazul

sistemelor robotizate complexe. Procesorul de la nivelul executor este destinat să transforme comenzile de la nivelul coordonator în semnale pentru servoelementele de acționare a articulațiilor.

Se prezintă o arhitectură cu execuție pe bandă la nivelul coordonator și un procesor specializat (PS) la nivelul executor. În cazul execuției pe bandă avem $T_n = T_p/_n < T_r$ (n — numărul de procesoare în paralel). Se descrie în continuare o structură de PS pentru nivelul executor al SC. Aplicarea microprogramării în structura PS face posibilă obținerea unor viteze crescute de operare, solicitate de funcționarea în timp real. Structura descrisă permite implementarea microprogramelor de conducere, utilizînd microinstrucțiuni sub forma unor salturi necondiționate.

Sisteme de identificare

Lucrarea 04.4-5 prezintă un sistem de identificare cu microprocesor bazat pe metoda comprimării semnalului. Metoda propusă utilizează semnale test generate cu calculatorul. Semnalul are un spectru de putere plat și poate fi comprimat la un semnal în impuls de scurtă durată prin tehnici numerice. Această metodă permite utilizarea unei game mai largi de semnale, comparativ cu metoda impulsurilor uzuale. Prin metoda propusă de Aoshima se poate îmbunătăți considerabil raportul semnal/zgomot. Pentru implementarea metodei s-a realizat un sistem portabil pentru prelucrarea semnalelor folosind un calculator personal. Acest sistem realizează transformata Fourier rapidă și restul calculelor necesare folosind o unitate centrală cu microprocesor pe 8 biți (Z-80A).

Metoda de identificare prin comprimarea semnalului a fost propusă de Aoshima (1981) și aplicată pentru prima dată la măsurări acustice. În această lucrare Aoshima aplică metoda la analiza sistemelor liniare folosind un echipament portabil. Autorul mai subliniază că metoda comprimării semnalului poate fi aplicată chiar și în analiza sistemelor nelineare. Această aplicație se bazează pe faptul că dacă semnalul de ieșire conține atît componentă lineară cît și componentă nelineară, numai componenta lineară va fi comprimată. Mai mult, dacă componentele nelineare cuprind și armonici superioare (de ordin doi, trei, etc.) acestea pot fi comprimate printr-un filtru defazor modificat. Autorul prezintă avantajele aplicării metodei comprimării semnalului la analiza sitemelor lineare, precum și modul în care se poate realiza comprimarea și dilatarea semnalelor.

Principial, metoda se bazează pe dilatarea semnalului în impuls. Semnalul obținut se aplică sistemului linear ca semnal de probă. Răspunsul sistemului linear este apoi comprimat. Întrucît operațiile lineare sînt comutative, semnalul comprimat este identic cu semnalul de ieșire obținut în cazul că semnalul în impuls s-ar fi aplicat direct sistemului linear. Avantajul folosirii dilatării semnalului constă în energia sa mai mare. Întrucît în aplicațiile practice amplitudinea semnalului este limitată, utilizarea semnalului dilatat este de mare folos pentru îmbunătățirea raportului semnal/zgomot.

Metoda comprimării semnalelor a fost inițial proiectată pentru a fi aplicată utilizînd minicalculatoare. Din acest motiv, experimentele au fost limitate la experimentări de laborator. Pentru a depăși această situație, autorul a dezvoltat un echipament pe bază de unitate centrală cu microprocesor. Sistemul furnizează semnalul de test și face achiziția datelor, urmînd ca prelucrarea să se realizeze ulterior, folosind un minicalculator. Avantajul sistemului constă în posibilitatea de a efectua măsurări pe teren, dar frecvența sau răspunsul nu pot fi vizualizate imediat.

Unitatea centrală a sistemului este realizată în jurul microprocesorului Z80A, putînd efectua toate calculele necesare comprimării semnalului. De mare importanță este aplicarea transformării Fourier la un mare număr de date. Acest lucru se realizează prin efectuarea calculelor în virgulă fixă, pe 15 biți. Viteza de conversie A/N și N/A este determinată de un oscilator extern cu frecvența maximă de 25 kHz. Aproximarea și „tăierea semnalului“ necesare în aplicarea metodei sînt realizate de operator prin utilizarea tastaturii echipamentului. Numărul de date maxim prelu-

crabile este de 4 096 puncte. Programele sînt scrise în limbaj mașină, aplicarea transformării Fourier pentru 4 096 puncte solicitînd un timp de calcul de 53 secunde. Autorul prezintă aplicarea metodei la analiza undei sonore în tuburi, inspecția camerelor surde, etc.

Regulatoare cu microprocesoare

Lucrarea 04.4-3 prezintă o metodă de proiectare pentru un regulator complex cu microprocesoare, aplicabil la un generator sincron. Prin aplicarea regulatorului propus, autorii au îmbunătățit performanțele generatorului și au putut aplica reglarea adaptivă. Se descrie de asemenea și un algoritm stabilizator adaptiv.

Dificultățile legate de implementarea tehnicilor bazate pe conducerea cu microcalculator a unui generator electric se referă la coordonarea diverselor task-uri în conformitate cu diversele regimuri de lucru, precum și cu necesitățile legate de selecția structurii corespunzătoare a regulatorului. Regimurile sau stările sistemului sînt determinate de condiții de funcționare diferite și pot fi clasificate ca regimuri normale, preventive, de avarie, de restabilire și speciale.

Sînt descrise condițiile de apariție a diferitelor regimuri sau stări, precum și reprezentarea diagramei stărilor cu tranzițiile dintre regimuri. Fiecare dintre stările (regimurile) descrise mai sus a fost divizată în condiții de funcționare (de exemplu, starea normală se divide în condiția de generare a puterii nominale sau a puterii zero). În continuare, stările sînt împărțite în funcție de puterea reactivă. Task-urile sînt asignate în funcție de operarea dorită (de exemplu: menținerea tensiunii, menținerea securității, menținerea amortizării etc.). Task-urile pe care sistemul complex trebuie să le realizeze sînt împărțite în două categorii: de bază și auxiliare. Task-urile de bază reglează tensiunea, în timp ce cele auxiliare realizează măsurările, recunoașterea stărilor și comunicațiile. Pe baza acestei clasificări s-au identificat aproximativ 20 de stări și substări și respectiv 30 de task-uri. Au fost realizate patru tabele (două pentru reglarea excitației și două pentru reglarea turației). Pentru simplificare, fiecare problemă se presupune a avea propriul algoritm. Pe baza tabelelor s-a realizat sinteza structurală a acestor algoritmi, definitivîndu-se condițiile pentru sistemul de recunoaștere a regimurilor și stabilindu-se criteriile de performanță a subprogramelor specifice acestor regimuri. Pe baza sintezei structurale s-au generat de asemenea cerințele pentru modulele de programe și subprograme. Programul general are o mare flexibilitate, orice modificare realizîndu-se prin excluderea și adăugarea unor module de programe. Securitatea funcționării se realizează printr-o combinație de programe de autotestare, de comenzi externe și de comenzi mutuale încrucișate.

Utilizarea microprocesoarelor în construcția regulatoarelor de excitație a permis utilizarea adaptării în rezolvarea următoarelor sarcini:

1) asigurarea stabilității staționare;
2) asigurarea zonei de amortizare maxime a oscilațiilor forțate;
3) reducerea oscilațiilor induse la frecvență joasă de fluxurile de putere în lungul liniilor de legătură din sistem;
4) scăderea unghiului rotoric generator maxim în prima fază în asociere cu apariția scurtcircuitelor;
5) facilitarea aducerii sistemului în sincronism pe durata resincronizărilor;
6) asigurarea împotriva reducerii stabilității fazelor a doua și a treia la apariția unor perturbații mari în sistem.

În plus, la reglarea generatorului se elimină marile dificultăți care apar la adaptarea sistemului la regimul de funcționare. Sînt descrise mai multe metode de adaptare cunoscute în literatură și aplicabile la diferitele niveluri de adaptare internă enunțate de autor. Se prezintă un algoritm de stabilizare adaptivă a frecvenței, algoritm testat pe un model fizic complex la Institutul Energetic din Siberia. S-a analizat comportarea regulatorului de tensiune, cu și fără autoacordare, în privința amortizării oscilațiilor determinate de apariția unui scurtcircuit pe liniile de transmisie.

Lucrarea 04.4-6 prezintă dezvoltarea unui regulator bipoziţional autoacordabil pentru aplicaţii în timp real. Regulatorul autoacordabil constă dintr-un estimator parametric şi o strategie de reglare predictivă. Comportarea acestui regulator este comparată cu comportarea unui regulator bipoziţional convenţional, pentru a evidenţia avantajele privind performanţele la modificări prestabilite, precum şi la modificări şi perturbaţii în dinamica procesului.

Utilizarea regulatoarelor bipoziţionale la sistemele de încălzire (de exemplu: încălzirea cuptoarelor sau reglarea temperaturii pereţilor maşinilor de extrudere pentru mase plastice) este avantajoasă mai ales datorită costurilor reduse şi siguranţei crescute oferite de acţionările în regim de comutaţie. Optimul sistemului este dificil de atins, întrucît acordarea acestor sisteme se face adesea la întîmplare, precum şi datorită proastei cunoaşteri a procesului sau datorită modificării condiţiilor. Pentru a rezolva această problemă autorii propun un sistem de reglare bipoziţional autoacordabil. Se prezintă conceptul de reglare bipoziţională autoacordabilă. Folosind un estimator parametric recursiv, pe baza cunoaşterii mărimii de acţionare generate de regulator şi pe baza măsurării ieşirii din proces, se determină un model de ordin n cu timp mort d. Modelul procesului este utilizat pentru predicţia pentru următorii r paşi a secvenţelor de ieşire determinate de un număr limitat de secvenţe de intrare. Datorită limitării la două valori a semnalului de intrare, vor exista un număr de 2^r secvenţe de intrare care pot afecta ieşirea procesului în viitor.

Pentru implementarea reglării utilizînd un calculator numeric pe bază de microprocesoare, este necesar să fie îndeplinite următoarele condiţii:

1) precizie numerică suficientă;

2) utilizare eficientă a memoriei pentru stocarea datelor şi programelor;

3) viteză mare de calcul pentru a permite o rată ridicată de eşantionare;

4) model al procesului suficient de precis.

Autorii propun metode pentru a evita apariţia instabilităţii numerice ca urmare a lungimii limitate a cuvîntului de memorie. Se face de asemenea o comparaţie între performanţele obţinute utilizînd regulatoarele bipoziţionale cu autoacordare şi regulatoarele convenţionale. Performanţele superioare ale regulatorului autoacordabil se datoresc strategiei de reglare predictive. Pentru a se putea aplica conceptul de prelucrare în timp real, regulatorul bipoziţional autoacordabil s-a realizat sub forma unui echipament numeric portabil cu microprocesor. Autorul a avut în vedere realizarea unei variante pe opt canale, pentru uz industrial şi o variantă cu afişare pe display cu tub catodic, pentru uz de laborator.

În varianta pentru aplicaţii industriale s-a redus la maximum numărul de ajustări necesare. Introducerea informaţiilor necesare precum şi ajustarea parametrilor se realizează prin intermediul unui panou operator. Pentru fiecare din cele opt procese controlate, unitatea de reglare este echipată cu intrări analogice pentru achiziţia datelor de ieşire din proces, precum şi cu intrări şi ieşiri numerice pentru semnalele de execuţie şi alarmare.

Interfaţa serială poate fi utilizată pentru achiziţia datelor şi supravegherea canalelor de către calculatorul master. Operatorul introduce un număr limitat de date printr-o tastatură dedicată. Aceste informaţii se referă la valorile prestabilite ale parametrilor şi limitele gamei de reglare. O afişare pe şapte segmente, plasată pe panoul frontal, indică toate aceste mărimi pe fiecare canal selectat. Varianta de laborator permite afişarea informaţiilor şi comenzilor pe un display alfanumeric conectat prin intermediul interfeţei seriale.

Pe baza parametrilor pe care poate să-i introducă de la panou, operatorul poate alege unul din următoarele regimuri de operare:

1) reglare bipoziţională în buclă închisă, cu model fixat al procesului;

2) reglare bipoziţională în buclă închisă, cu modelul reactualizabil în buclă închisă;

3) estimarea on-line a modelului procesului pe baza semnalelor de la intrare şi ieşire urmată de aducerea sistemului în plaja de reglare impusă.

Echipamentul a fost testat în aplicaţii în timp real, stabilindu-se o funcţie de transfer de tipul:

$$G(s)=\frac{1}{(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_3)(1+sT_4)}$$

S-a constatat că timpul de eșantionare T este singurul parametru care trebuie să fie adaptat în funcție de dinamica procesului. Structura modelului (n și d) și numărul pașilor de predicție (r) au fost fixate la: n=4; d=0 și r=5. S-a demonstrat că modelul procesului estimat a fost suficient de precis, sistemul tinzînd la valoarea prestabilită fără suprareglaje. Se recomandă să nu se reducă lungimea cuvîntului la convertorul A/N sub 12 biți.

Concluzii

Lucrările prezentate în *secțiunea 04.4* abordează aplicații ale microprocesoarelor în reglarea numerică și în conducerea proceselor industriale. Din punctul de vedere al structurii hardware, lucrarea [4] abordează utilizarea unor structuri speciale (multiprocesor cu structură paralelă) organizată la două nivele: executor și coordonator. La nivelul executor se evidențiază o structură de procesor specializat realizat prin aplicarea microprogramării.

Lucrările [1] și [2] sînt realizate în configurații cu microprocesorul I 8085. La lucrarea [2] apare o structură interesantă a magistralelor, creată prin utilizarea a două interfețe programabile periferice. Lucrarea [5] prezintă un echipament numeric portabil cu microprocesor pentru achiziție de date și generare de semnale de test. Informația stocată se prelucrează ulterior off-line într-un minicalculator. Sistemele de reglare prezentate folosesc algoritmi de reglare multivariabilă [1], algoritmi stabilizatori adaptivi [3] sau algoritmi de reglare bipozițională autoacordabili [6].

Se prezintă un sistem de identificare bazat pe o metodă originală ([5] — Aoshima — metoda comprimării semnalelor). Procesele prezentate presupun atît prelucrarea imediată a informațiilor pentru conducerea în timp real ([1], [2], [4], [3], [6]), cît și prelucrarea ulterioară [5]. Din punct de vedere software, programele se caracterizează prin mare flexibilitate. S-a folosit programarea concurentă ([1] și [2]) și tehnicile de microprogramare [4].

Lucrările au un înalt grad de aplicabilitate, sistemele propuse fiind realizate fizic și testate pe procesele pentru care au fost proiectate.

(continuă la pag. 170)

APLICAŢII ALE SISTEMELOR MARI ÎN LUME

Ing. *Constantin Matei*
Ing. *M. Algiu*
Ing. *G. Spiridon*
I.P.A.

ABORDAREA SISTEMICĂ ÎN SCOPUL DEZVOLTĂRII

În cadrul *secţiunii 05.1/A* a Congresului IFAC se analizează unele aplicaţii industriale ale teoriei sistemelor în ţările în curs de dezvoltare. În acest sens se prezintă: dezvoltarea industriei egiptene de oţel, economisirea energiei şi creşterea productivităţii în industria de fosfaţi din Maroc, conducerea cu microprocesoare a autoclavelor din industria zahărului din Cuba, recomandări privind construcţia şi întreţinerea hidrocentralelor în Nepal şi Peru, precum şi un proiect complex de irigaţii în Maroc.

Lucrarea 05.1/A-1 tratează problema modernizării uzinei metalurgice de la Helwan (Egipt) prin utilizarea unui sistem de conducere cu calculatoare de proces. Uzina de la Helwan este singura uzină metalurgică din Egipt, cu o capacitate de 1,5 mil. tone produse anual. Necesitatea introducerii unui sistem de conducere cu calculatoare de proces a fost justificată de controlul calităţii, costul combustibililor şi instalaţiilor, productivitatea şi siguranţa instalaţiilor. Pentru asigurarea scopurilor de mai sus, calculatoarele de proces posedă calităţi incomparabile cu ale altor sisteme în privinţa capacităţii şi vitezei de prelucrare a datelor, a optimizării proceselor etc.

Una din problemele întîlnite a fost aceea a priorităţii introducerii sistemului în diferitele secţii ale uzinei. Pentru uzina de la Helwan implementarea sistemului a început cu secţia de convertizoare, urmată de secţia de laminare la cald. Procedura de selectare s-a bazat pe compararea unor criterii de selecţie care au avut în vedere posibilităţile de îmbunătăţire ale procesului, măsurarea parametrilor, importanţa procesului etc. Rezultatele analizei acestor criterii sînt expuse în tabelul de mai jos.

Criteriul Procesul	Capacitatea de îmbunătăţire	Disponibilitatea măsurărilor	Posibilit. de modelare	Importanţa procesului	Utilitatea sist. cu calculator	Alţi factori	Punctaj
Aglomerare	xx	x	x	x	·	x	6
Furnal cu aer insuflat	x	x	x	xxx	x	x	8
Convertor de oţel (BOF)	xxx	xx	xx	xxx	xxx	xxx	16
Turnare continuă	x	xx	x	xx	x	x	8
Laminare la cald	xx	xx	xx	xx	xxx	xxx	14
Laminare la rece	x	x	xx	xx	x	x	8
Laminare profile medii	x	x	xx	xx	x	x	8
Laminare forme reci	x	x	xx	xx	x	x	8

xxx — excelent; xx — bun; x — satisfăcător; · — slab

Pentru secţia convertizoare de oţel au fost utilizate analize statistice în vederea dezvoltării modelelor matematice pentru aplicaţia on-line a calculatorului. În acest scop au fost realizate analize statistice pentru un set de date măsurate pe aproxi-

mativ 220 șarje de oțel. Analiza a inclus aproape 40 de variabile măsurate în proces, orientate spre realizarea unor obiective cum ar fi determinarea abaterilor standard ale parametrilor, evaluarea interdependenței între parametrii, etc. Din aceste analize s-a putut trage concluzia că în condițiile tendințelor aleatoare în datele de analiză a conversiei oțelului, componentele statistice în modelarea procesului apar ca necesare.

Modelarea procesului în convertoarele de oțel de la Helwan a utilizat un model static motivat de ecuațiile bilanțului de materiale, ecuațiile bilanțului de căldură și de ecuațiile chimice de reducere.

Programul a fost îmbunătățit prin încorporarea unor formule empirice rezultate din analiza statistică a datelor. Utilizarea acestui program va remedia unele deficiențe actuale ale convertizorului de oțel, cum ar fi micșorarea timpului de producție, scăderea temperaturii oțelului în lingotierele de turnare pregătite în fața convertoarelor, consumul mare de oxigen și energie, descreșterea timpului de utilizare a convertorului etc.

Lucrarea 05.1/A-2. Activități intensive de introducere a calculatoarelor în industria marocană de fosfat au fost executate în ultimii ani. Fabricile implicate sînt cele de uscare industrială a fosfatului. Principalul obiectiv este de a realiza atît asigurarea calității produsului uscat, cît și economie de energie.

Fosfatul umed are o umiditate de 7...20% atunci cînd este extras din mină. De aceea, este necesar, pentru a putea fi comercializat, să se scadă această umiditate pînă la 1% prin încălzirea materialului în cuptoare rotative. Procesul de uscare este un mare consumator de combustibil, care influențează costul. Din acest motiv, reducerea consumului de combustibil prin conducerea cu calculator este o necesitate, care însă implică un mare număr de dificultăți, între care se evidențiază absența unei relații explicite între intrarea și ieșirea sistemului de reglare. Nelinearitatea puternică a procesului complică aplicarea teoriei sistemelor optimale distribuite de reglarea, fapt care împiedică implementarea on-line a unui sistem cu calculator.

Alternativa adoptată a fost utilizarea unui model de identificare multi-input-multi-output (MIMO). Pe baza acestui model a fost utilizat un regulator multivariabil cu caracteristică de reglare PI, validat pentru o productivitate dată, reprezentată de capacitatea de producție a cuptoarelor.

Instalația tehnologică este compusă dintr-un cuptor rotativ, un sistem de alimentare, o cameră de combustie, un colector de praf, un ventilator și un coș. Instalația funcționează fără recuperarea de căldură din gazele din instalație.

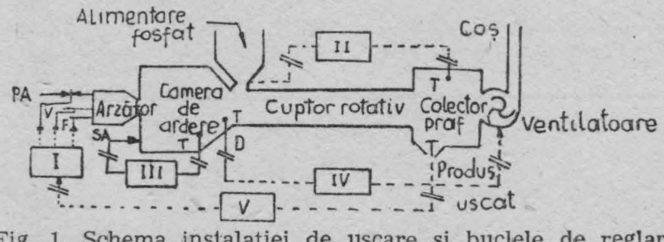


Fig. 1. Schema instalației de uscare și buclele de reglare aferente:

—//— variabilele măsurate ale calculatorului de proces; I — înregistrare/reglare debit combustibil, vapori și aer incluzînd și servoacționarea valvei; II — regulatorul vitezei produsului; III — regulatorul aerului secundar; IV — regulatorul vitezei ventilatoarelor; V — regulatorul debitului de combustibil (produs uscat, T reacție).

Instalația de automatizare este de tip convențional, utilizîndu-se pentru controlul umidității un analizor cu absorbție în infraroșu. Circuitele convenționale nu realizează optimizarea consumului de combustibil și nici menținerea calității produsului. O îmbunătățire substanțială a calității reglării convenționale a fost obținută prin utilizarea unei bucle de reglare în cascadă, care asigură o reacție de la temperatura produsului uscat la debitul de combustibil. O schemă a sistemului de automatizare convențională este dată în fig. 1.

Modelarea procesului de uscare ca un sistem cu parametrii distribuiţi începe cu structurarea sistemului de reglare. Bazîndu-se pe bilanţul de energie şi masă, autorii prezintă un sistem de ecuaţii diferenţiale neliniare, care în regim staţionar se transformă în ecuaţii diferenţiale obişnuite, în care sînt implicate temperaturile şi debitele fosfatului şi gazului. În modelul matematic astfel creat variabilele de intrare sînt temperatura ambiantă, debitul de aer secundar şi debitul de intrare al fosfatului, iar variabila de ieşire este umiditatea fosfatului. Datorită dificultăţii rezolvării ecuaţiilor diferenţiale rezultă că nu se poate stabili în timp real o lege de reglare a procesului.

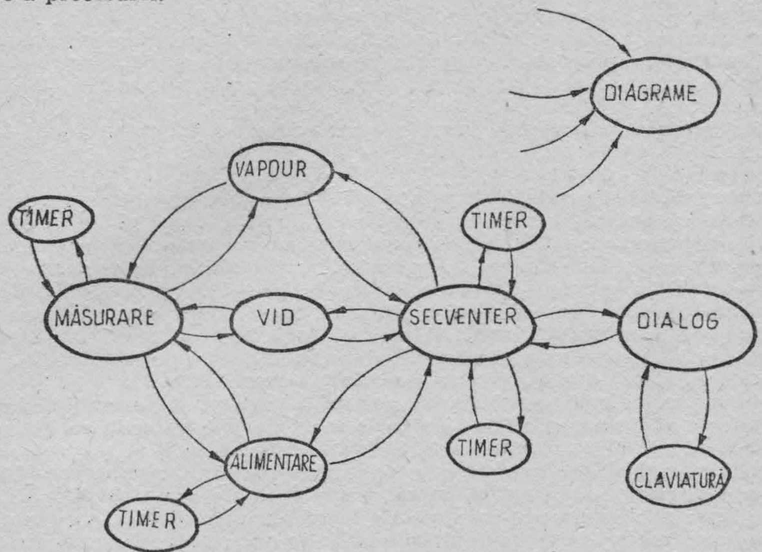


Fig. 2. Fluxul informaţional şi principalele sarcini ale reglării.

Procesul de uscare este neliniar şi nestaţionar. Modificarea caracteristicilor dinamice ale condiţiilor de operare este de o asemenea natură încît nu se pot obţine rezultate satisfăcătoare pe întreg domeniul cu o lege de reglare fixă. Rezultă clar că soluţia de reglare nu se poate realiza decît cu o lege de reglare autoacordabilă. Din considerente de implementare structura regulatorului trebuie să fie simplă şi se realizează pe principiile conducerii adaptive ale autoacordării. În articol se punctează teoria reglării autoacordabile şi implementarea regulatoarelor adaptive.

Experimentările s-au efectuat pe procesul de uscare cu microcalculatorul DEC LSI-11 în configuraţie standard MIN-11. În urma cercetărilor a rezultat că un model de regulator de ordinul 3 şi timp de întîrziere în intervale de eşantionare K=2 corespunde cerinţelor criteriilor de performanţă pentru o perioadă de eşantionare de 45 secunde.

Lucrarea 05.1/A-3. În industria zahărului, unul din cele mai complexe procese se realizează în autoclave, unde se obţine cristalizarea sucrozei şi dezvoltarea granulelor din sucroza dizolvată în lichidul mamă. În articol se prezintă sistemul de conducere cu microprocesor al autoclavei. Sistemul constă dintr-un microcalculator pe 8 biţi cu achiziţie de date şi programe de operare şi reglare în timp real.

Procesul de cristalizare în autoclave conţine o succesiune de etape:
— stabilirea vidului;
— încărcarea şi stabilirea concentraţiei;
— introducerea seminţelor şi granularea;
— diluarea;
— fierberea;
— succesiuni de descărcări.

Din descrierea procesului rezultă că suportul software trebuie organizat ca în fig. 2.

În diagramă nu se descriu activitățile de inițializare „off-line". Sarcina „off-line" îi permite operatorului să introducă datele și parametrii inițiali. Sarcinile care se realizează de sistem în timp real sînt: măsurări și achiziție de parametri de intrare (max. 8); reglarea vidului, vaporilor și alimentării; dialog operativ cu operatorul prin ecran și claviatură; activitate de automat programabil (secvențer). Programele de secvențer și dialog sînt scrise în PLM80, iar restul programelor sînt scrise în limbaj assembler.

Rezultatele inițiale analizate indică următoarele:

— conducerea autoclavelor din industria zahărului cu microcalculator permite operarea automată a procesului cu minim de intervenție a operatorului;

— cu un procesor pe 8 biți se pot conduce cel puțin 2 autoclave fără degradarea sistemului;

— flexibilitatea sistemului permite operatorului să intervină rapid în situații neprevăzute.

Lucrarea 05.1/A-4 prezintă situația privind implementarea și operarea hidrocentralelor de mică putere în regiuni greu accesibile din Nepal și Peru. Se enumeră dificultățile neprevăzute întîlnite și se propun unele recomandări pentru viitor.

1) Proiectarea și construirea hidrocentralelor în Nepal. În perioada 1977—1982 s-au proiectat 7 hidrocentrale cu puteri între 80 kW—500 kW. Dificultățile întîlnite au fost deosebite datorită: reliefului accidentat, lipsei căilor de acces, variațiilor de sarcină 1 : 1 000 între sezonul uscat și ploios, alunecările de teren etc. De altfel, se menționează că potențialul hidroelectric al Nepalului este de 80 000 MW, iar puterea instalată este de 165 MW, ceea ce reprezintă cel mult 0,2%.

Problema principală o reprezintă accesul, deoarece, de exemplu, de la șosea la un șantier sînt distanțe de 10—15 zile de mers pe jos. Datorită reliefului, pentru o șosea între două localități situate la 50 km trebuie să se facă un ocol de 130 km construiți. Transportul cu hamali este singura posibilitate pentru greutăți pînă la 50 kg, iar transportul cu avionul pentru echipamentele grele. O altă dificultate o constituie lipsa mijloacelor de comunicație între oficiul central și șantiere.

Luîndu-se în considerare dificultățile întîlnite (topografie alunecătoare), se apreciază că mult mai operativă este proiectarea instalației pe șantier, eliminîndu-se astfel pierderile de timp. Se propune și realizarea comunicațiilor între oficiul central și șantier.

În Peru există mai mult de 100 mici hidrocentrale care nu funcționează corespunzător. Într-o primă etapă s-au analizat 12 hidrocentrale din districtele Apurimac și Cuzco cu o putere instalată între 15 kW și 1 800 kW și o durată de funcționare între 11 și 27 ani (cele două districte sînt situate la poalele Anzilor, în junglă). Centralele analizate se împart în trei grupe:

— centrale rurale: putere 50 kW (numai pentru iluminat, parametrii electrici de slabă calitate);

— centrale semi-industriale: putere 100 kW (iluminare de calitate medie);

— centrale industriale: putere 1 000 kW (iluminare și alimentare agregate, tensiunea și frecvența menținute în anumite limite).

Din analiză rezultă că dificultățile în funcționarea centralelor se datoresc: drumurilor nesigure și alunecărilor de teren, precum și standardului de întreținere foarte scăzut (lipsa sculelor adecvate, lubrifianți și piese de schimb). Majoritatea centralelor analizate nu au fost construite conform unor criterii economice, capacitatea instalată fiind aleasă arbitrar.

În vederea rentabilizării se impun următoarele recomandări:

— O centrală hidroelectrică instalată în districte îndepărtate trebuie să aibă instalată o capacitate între 500—1 000 kW. Costurile de operare și întreținere nu sînt mult mai mari decît cele pentru o centrală foarte mică;

— Ridicarea factorului de sarcină prin realizarea unor proiecte integrate cuprinzînd pompe pentru irigații, industrie locală, sistem micro-rețea;

— Centralele industriale trebuie să funcționeze în regim de 24 ore și de calitate;

— Echipamentele electromecanice instalate trebuie uniformizate în vederea simplificării întreţinerii.

Lucrarea 05.1/A-5. Proiectul Anambe constituie un caz practic de dezvoltare al unui proiect rural şi agricol. Bazinul Anambe se situează în Senegal în zona de climat subsahelian. Proiectul cuprinde toate etapele de proiectare de la studii de sectorizare şi investigaţii (studii topografice, hidroclimatice şi geologice, pedologice, agicole, sociologice, geotehnice şi geofizice) pînă la posibilităţile de realizare tehnice şi economice urmate de proiect final, prepararea documentelor şi procedurilor de ofertare, urmărirea şi supervizarea contractelor şi construcţiilor, care includ şi aşezarea fermei pilot.

Scopul principal al proiectului Anambe constă în irigarea unei zone de 16 000 ha (în principal pentru culturi duble de orez), în marea majoritate aridă şi necultivabilă. Proiectul cuprinde două diguri de colectare ale apei: unul pentru o hidrocentrală mică de 5 500 KW, celălalt pentru protecţia contra inundaţiei; două staţii de pompare şi de aprovizionare ale unei reţele de irigaţii şi drenaj pentru 16 000 ha. Irigaţia prin inundaţie a fost aleasă pentru cîmpurile de orez şi prin canale pentru celelalte culturi. Se realizează o producţie medie anuală de 88 000 tone de orez şi 9 000 tone de porumb şi sorg, care contribuie la stabilirea recoltei în Casamance. Valoarea recoltei se evaluează la 32 milioane dolari. În final, proiectul acţionează ca o puternică frînă în calea emigrării populaţiei rurale din zonă.

În lucrările comunicate în *secţiunea 05.1/B* se prezintă cerinţele de bază pentru cooperare şi stabilitate internaţională, posibilităţile modelării matematice şi ale abordării sistemice în contextul dezvoltării social-economice planificate.

Lucrarea 05.1/B-1. Cooperarea dintre ţările dezvoltate şi cele în curs de dezvoltare este o cerinţă vitală pentru îmbunătăţirea stabilităţii internaţionale, deoarece există o ruptură serioasă între ţările dezvoltate şi cele în curs de dezvoltare privind situaţia tehnologică şi standardul de viaţă.

Se menţionează că părerile autorului sînt persoanele şi nu reflectă nici o opinie oficială.

În articol se prezintă planul şi studiul de fezabilitate al unui program de cooperare între ţări în vederea îmbunătăţirii stabilităţii internaţionale. Scopul studiului constă în analiza factorilor diferiţi raportaţi la proiectul de cooperare şi la stabilirea dimensiunilor şi nivelului de cooperare. De asemenea, se studiază şi costul soluţiilor raportate la beneficiile programului de cooperare. Suplimentar, obiectivul constă în întărirea relaţiilor dintre diferite ţări în aşa fel încît să se poată coopera prompt şi eficient.

Aspectele fundamentale şi valoarea cooperării între ţări privind dezvoltarea economică şi socială se raportează următoarelor grupe de ţări:

— ţări puternic dezvoltate;
— ţări industrializate sau dezvoltate;
— ţări în curs de dezvoltare;
— ţări subdezvoltate,

stabilite pe baza nivelului tehnologic şi orientărilor de consum.

Cooperarea dintre primele două grupe şi a treia este cea mai puternică pentru extinderea transferului tehnologic în toate domeniile de contact.

Articolul prezintă situaţia Egiptului, o ţară în curs de dezvoltare, şi strategia sa privind cooperarea cu Africa prin studii şi cercetări în institute specializate pentru creşterea soilcitărilor de experţi. Rapoartele anuale privind cooperarea cu ţările surori din Africa indică că asistenţa tehnică este cea mai bună cale de urmat pentru ajutor şi asigurare de servicii în domeniile resurselor agricole, minerit, energetică, precum şi în domeniul tehnologic.

Solicitările dezvoltării implică tehnologii alternative. În general tendinţele politicii tehnologice sînt:

— formularea în concordanţă cu planurile naţionale;
— construirea posibilităţilor tehnologice;
— întărirea tehnologiei indigene, competenţei şi încrederii proprii;

— decizia realizării mijloacelor tehnologice;
— alegerea tehnologiei de dezvoltare;
— dispozitivele şi instrumentele legislative şi administrative necesare pentru achiziţia tehnologiilor străine şi investiţii.

Legăturile dintre ţările industrializate şi cele în curs de dezvoltare se bazează pe mobiluri economice (noi pieţe), mobiluri umanistice, strategii şi mobiluri aparţinînd politicii externe şi securităţii interne şi externe.

Scopul articolului constă în ajutorarea ţărilor în curs de dezvoltare pe plan economic şi social. Pe baza studiului de cooperare Egipt—Zair s-au putut stabili unele recomandări:

1) Stabilirea strategiilor de dezvoltare ştiinţifică şi tehnologică şi a perioadelor de pregătire în Egipt;

2) Trimiterea grupului de experţi calificaţi să ajute la stabilirea proiectelor de dezvoltare conform planului solicitat;

3) Stabilirea programului variat de cooperare cu Zairul în: economie, educaţie, cultură, tehnologie şi turism;

4) Recrutarea şi formarea exporturilor egiptene care vor fi trimise în Zair pentru cooperare tehnică;

5) Aprovizionarea cu materiale şi echipamente necesare pentru realizarea politicii de dezvoltare privind construcţia de şcoli, fabrici şi alte instituţii necesare în agricultură şi industrie;

6) Resursele de investiţii şi ajutoarele financiare sînt deosebit de importante pentru devizele companiilor şi fabricilor;

7) Schimb de vizite, echipament de instruire şi referate în diferite domenii tehnologice care servesc populaţia;

8) Schimb de informaţii, experienţă şi tehnologie în diferite domenii realizate prin referate sau discuţii în întîlniri semnificative;

9) Sugestii pentru soluţii de dezvoltare de perspectivă şi oferirea asistenţei pentru abordarea problemelor cu posibilităţi locale;

10) Dezvoltarea şi readaptarea mijloacelor tehnice locale pentru deservirea şi întreţinerea echipamentelor;

1)) Stabilirea ciclului tehnologic închis de la materie primă la produse finale pe baza diviziunii naţionale a muncii;

12) În afara activităţii tehnologice se stabilesc şi alte contracte sociale şi sportive.

Ca o concluzie, studiul a indicat cerinţele de bază ale cooperării prin diferite canale bilaterale şi multilaterale pentru îmbunătăţirea stabilităţii internaţionale.

Cooperarea internaţională cu succes în domeniul tehnologic accelerează rata de creştere şi dezvoltare industrială a ţărilor în curs de dezvoltare.

Lucrarea 05.1/B-2 analizează posibilităţile şi limitele abordării sistemice în contextul dezvoltării planificate. În cadrul planificării se identifică trei funcţii de bază privind problemele de introducere, prezentare a alternativelor şi asigurare a activităţilor.

Toate situaţiile planificării sînt orientate practic către scopul lor final: planul. Planificarea poate fi privită ca o decizie centrată ierarhic pe trei nivele:
— normativ: decizie pe termen lung;
— strategic: decizie pe termen mediu;
— operaţional (executiv): decizie pe termen scurt.

Cele trei funcţii ale planificării sînt semnificative pentru toate tipurile de planificări atît în sectorul particular, cît şi în domeniul public. Se propune abordarea modelării pentru a se realiza funcţiile cerute.

Formularea programelor concrete de acţiune pentru scopuri de dezvoltare implică:
— achiziţia de date;
— analiza situaţiei prezente şi stabilirea potenţialelor;
— prezentarea rezultatelor de ansamblu.

Aplicarea generală a tehnicilor de modelare matematică prezintă avantaje pentru fiecare etapă. De exemplu, pentru prezentarea rezultatelor de ansamblu mode-

lul poate oferi cadrul indicînd principalele componente ale sistemului şi conexiunile. Limitările modelului trebuie reţinute cu atenţie. Desigur, realitatea este mai bogată decît sugestiile modelului.

În situaţiile în care se ia decizia de utilizare a unui model trebuie analizată întotdeauna credibilitatea performanţelor. Modelele nu trebuie considerate niciodată ca finale, trebuind reactualizate luîndu-se în consideraţie ultimele informaţii disponibile. În vederea îmbunătăţirii credibilităţii unui model particular pentru planificare trebuie considerate următoarele:

— modelarea trebuie efectuată în colaborare strînsă cu utilizatorul (beneficiar);
— modelul trebuie să fie înţeles de beneficiar;
— baza de date trebuie să fie justificată.

Lucrarea 05.1/B-3 prezintă abordarea sistemică pentru dezvoltarea industriei constructoare de maşini în China. În industria modernă s-a abordat în prezent conceptul integrării întregului spectru de activităţi. Din analiza de sistem a condiţiilor prezente în industria chineză, se arată că cea mai bună „sculă" pentru crearea şi conducerea fabricilor este „fluxul de informaţii".

Industria constructoare de maşini a adoptat deja conceptul integrării întregului spectru de activităţi de fabricaţie (inclusiv prospectarea pieţei, cercetare ştiinţifică şi dezvotlare, proiectare de produse, asamblare, bilanţ, management şi investiţii) într-un sistem unic pentru realizarea obiectivelor de bază: îmbunătăţirea productivităţii, reducerea pierderilor, reducerea costurilor produselor, economii de energie, asigurarea calităţii, introducerea de noi produse, creşterea beneficiului. Poate fi considerată ca un sistem mare, ceea ce constituie o problemă complexă multidisciplinară.

Din punct de vedere sistemic transferul intern într-o fabrică poate fi împărţit în două tipuri de fluxuri: de informaţii şi de producţie. Fluxul de informaţii este bidirecţional cu reacţie negativă, în timp ce fluxul producţiei este unidirecţional. Din analiza sistemică într-un număr de întreprinderi a rezultat că productivităţi scăzute şi costuri ridicate s-au realizat în acele întreprinderi în care fluxurile de informaţii nu au fost luate în considerare. Astfel, se poate trage concluzia că în întreprinderi „scula" de bază pentru conducere este „fluxul informaţional". Capacitatea producţiei este determinată de subsistemul cel mai slab.

Modernizarea industriei chineze trebuie realizată numai printr-o mai bună organizare a resurselor şi prin dezvoltarea tehnologiilor avansate.

De asemenea, se prezintă şi programul de dezvoltare în două etape al industriei constructoare de maşini prin: proiectare şi conducere asistată de calculator, integrarea microelectronicii, asigurarea calităţii şi alegerea unei structuri distribuite descentralizate potrivite pentru întreprinderi mici şi medii.

MODELAREA, ANALIZA ECONOMICĂ ŞI STRATEGIA PLANIFICĂRII SISTEMELOR ENERGETICE

În cele ce urmează, se prezintă o sinteză a lucrărilor susţinute în cadrul *secţiunilor 06.1/A* şi *06.1/B* ale Congresului SIFAC.

1.1. Modelarea şi analiza sistemelor de energie

În cele şase lucrări aferente acestei secţiuni, se studiază diferite modele energetice aferente diverselor aplicaţii, avînd drept scop final previzionarea optimizării producerii, cererii, consumului, transportului şi distribuţiei resurselor energetice. În *lucrarea 06.1/A-1* se prezintă structura unui set de modele care descriu un sistem global de energie şi care furnizează variante pentru cerinţele şi alimentarea cu energie aferente unei perioade de timp previzionate.

În cadrul unui set de modele, se definesc anumite modele matematice formale, cum ar fi:

— modelul consumului de energie;
— modelul impactului economic;
— modelul alimentării cu energie.

De asemenea, se stabilesc anumite prezumții, bazate pe calcule matematice probabilistice, referitoare la posibile scenarii economice, demografice, la comerțul internațional cu resurse energetice, etc.

Se dau ca date de intrare: dezvoltarea economică, structura economică, nivelul și modul de trai, randament economic, resurse energetice. Se stabilesc fluxuri informaționale între aceste modele, realizîndu-se o organigramă dinamică, în care „feed-back"-urile remodifică structura stabilită inițial pentru modelele impuse, pînă cînd se ajunge la un optim. Modelele sînt aplicabile diverselor regiuni geografice, pe perioade previzionate de timp (20÷30 ani). Utilizarea unor astfel de modele asigură definirea unor variante optime aferente cerințelor globale de energie pentru o perioadă destul de mare de timp și pentru regiunea geografică aleasă.

În *lucrarea 06.1/A-3* sînt descrise rezultatele previziunilor pe termen lung asupra cerințelor de energie aferente orașului Osaka. Modelarea este bazată pe analiza înregistrărilor trecute relevînd consumul de energie electrică. În modelul realizat, estimarea cererii de energie electrică este făcută pentru 4 sectoare: consum casnic, reclamă și comerț, fabricație, diverse, luîndu-se în considerare diferența de consum aferentă fiecărui sector. Modelul care descrie viitoarea structură socio-economică este folosit pentru a previziona indicatorii socio-economici. Modelul estimativ poate previziona distribuția cererii de putere aferentă unui oraș. Rezultatele simulării arată că cererea de putere aferentă orașului în anul 2005 este previzionată să fie de 2,2 ori mai mare decît în 1980, cu o rată de creștere anuală între 2,4% pînă la 3,2%, comparată cu rata de 5%, în timpul ultimilor 15 ani.

În *lucrarea 06.1/A-4* sînt descrise metode pentru evaluarea deciziei în condițiile previziunii pe termen lung în dezvoltarea complexelor energetice, cu referire nerestrictivă la sistemul energetic al R. P. Bulgare. Bazîndu-se pe teoria modelelor dinamice (Zadeh, 1965, Ray 1976), utilizînd logica matematică și criterii de optimizare, au fost dezvoltate proceduri pentru luarea deciziilor și estimarea consecințelor deciziilor. Procedurile dezvoltate au o structură universală, putînd fi folosite pentru investigarea altor sisteme energetice naționale.

În cadrul studiului efectuat, se observă că, prin analiza scenariilor posibile, se acoperă o multitudine de variante de dezvoltare, care pot servi ca bază pentru dezvoltarea științifico-tehnică, precum și a programelor de producție, în deplină concordanță cu dezvoltarea complexului energetic al unei țări.

În *lucrarea 06.1/A-5* este dezvoltat un model comprehensiv al cererii de energie pentru autovehicole rutiere (automobile, autocamioane, autobuze, etc.) cu referire la Japonia. Modelul este de tipul econometric, bazat pe date contorizate în ultimii 15 ani. Cererile de combustibil sînt estimate ținînd cont de informațiile referitoare la consum, economie de combustibil, media de km/an, viteză, vechime, aferente vehiculelor studiate. Una dintre cele mai semnificative trăsături ale modelului este introducerea mărimii de densitate de trafic, ca fiind una dintre variabilele cele mai explicative ale cererii de combustibil.

În partea previzionară a modelului (cu valabilitate pînă în anul 2000) s-a luat în considerare faptul că sursa de energie actuală în acest sector o reprezintă produsele petroliere, precum și disponibilitatea limitată a acestora pe viitor.

În *lucrarea 06.1/A-6* se încearcă clarificarea factorilor care influențează regimurile de funcționare reală ale autovehiculelor în orașe, încercîndu-se realizarea unei predicții a cererilor de combustibil, estimată prin modele de tip econometric pornind de la date măsurate, bazate pe performanțele diferitelor mașini.

Sînt luați în considerare diverși factori care influențează consumul de combustibil: luxurizarea mașinilor (aer condiționat, transmisii automate), creșterea distanței de parcurs, extensia timpului de viață al mașinilor; sînt arătate influențele negative asupra consumului de combustibil ale creșterii accelerației la pornire, ale opririlor intermitente (stopuri), precum și ale luxurizării mașinilor.

Se arată posibilitatea îmbunătățirii actualei economii de combustibil prin adoptarea unor comenzi de trafic optime, dezvoltînd un model de simulare de trafic combinat cu modelele de consum de combustibil.

În *lucrarea 06.1/B-2* se prezintă un model multisectorial al activității economice. Modelul dinamic prezentat în lucrare se bazează pe doi factori hotărîtori: stabilirea prețurilor și funcțiile de producție lineare. Aceste prezumpții limitează scopul la aplicație pe termen scurt și la studii de prognoză pe termen mediu.

La fiecare perioadă de timp, matricea intrărilor/ieșirilor modelului multisectorial ține cont de toate tranzacțiile între sectoare. Informația conținută în matricea de intrări/ieșiri poate fi descompusă în părțile componente: matricea coeficienților tehnici și o parte reprezentată prin nivelul vectorilor de activitate aferenți fiecărui sector. Tranzacția de la o perioadă la următoarea este descrisă printr-un set de ecuații lineare. Timpul ales fiind scurt, matricea coeficienților tehnici se presupune a fi constantă. Rezolvarea problemei constă în alegerea politicii de decizie, caracterizată printr-o secvență a vectorilor nivelurilor activității care satisface relațiile de interdependență.

Modelul multisectorial prezentat este nerestrictiv, acoperind nivele diferite ale activității economice, în sensul că poate fi structurat pe aplicație.

În *lucrarea 06.1/B-5* se încearcă realizarea unui model aferent pieței petrolului; lucrarea este cu specific pentru Norvegia și încearcă, pe baza modelului realizat, prognozarea pieței petrolului din punct de vedere al cererii, ofertei, ca și al prețului petrolului, în condițiile aprovizionării cu produse petroliere prin OPEC.

Ca date de intrare aferente modelului se iau: modificările de rezerve de petrol, elasticitatea prețurilor și veniturilor aferente produselor petroliere, evoluția prețurilor în alternativa unei alte surse de energie, costurile distribuției, rafinării, stocării și transportului produselor petroliere, capacitatea de producție OPEC, taxele produselor petroliere etc.

După prelucrarea datelor, modelul oferă variante și direcții posibile în cadrul unor multitudini de posibilități, dînd informații asupra evoluției posibile a prețului petrolului prelucrat, precum și a cererilor (ofertelor) de produse petroliere.

În *lucrarea 06.1/B-6* se dezvoltă un model temporal din care să derive o strategie optimă a prețului pentru orice resursă energetică finită, cu referire în general la produse petroliere.

Lucrarea ia în studiu politica prețurilor în cadrul OPEC, dar modelul dezvoltat nu este restrictiv la această zonă. Una din cele mai importante considerații în determinarea politicii de prețuri a OPEC se consideră a fi existența legăturilor biunivoce simultane între schimbările de prețuri la produsele petroliere și veniturile reale ale importatorilor acestora. Cu alte cuvinte, se admite că schimbările de prețuri pentru produsele petroliere afectează veniturile reale ale importatorilor și că schimbările în veniturile reale ale importatorilor de petrol afectează schimbările prețului petrolului. O a doua considerație (de egală importanță) în stabilirea unei strategii optime a prețului petrolului o reprezintă existența unor tehnologii de vîrf capabile să realizeze alte surse de energie care să substituie produsele petroliere. Existența surselor de energie neconvenționale impune o limită superioară a prețului petrolului.

Pe baza modelului temporal dezvoltat se stabilesc traiectorii optimale de preț aferente resurselor energetice finite. De asemenea, se verifică veridicitatea rezultatelor obținute prin modificarea datelor de intrare și calculîndu-se variabilele de ieșire ale modelului, care trebuie să rezulte în limitele stabilite prin modelul experimental propus.

MODELARE ŞI IDENTIFICARE

Dr. ing. *Th. D. Popescu*
I.T.C.I.

În prezent, în domeniul modelării şi identificării sistemelor se dispune de un cadru teoretic bine fundamentat de care se face uz din ce în ce mai mult în rezolvarea unor probleme reale. Deşi matur, acest domeniu rămîne promiţător pentru investigaţii teoretice, oferind în acelaşi timp un cîmp larg de aplicaţii.

Lucrările dedicate problematicii modelării şi identificăriii sistemelor prezentate în cadrul celui de al 9-lea Congres mondial IFAC au fost grupate în cadrul următoarelor secţiuni:

1. Teoria identificării
2. Metode de identificare
3. Identificare recursivă
4. Structuri de modele
5. Proiectarea experimentelor

În cele ce urmează ne propunem să trecem în revistă cîteva din realizările recente în domeniul modelării şi identificării sistemelor, aşa cum au rezultat din lucrările prezentate în cadrul acestor secţiuni.

Teoria identificării

Lucrările *secţiunii 14.1/A* sînt dedicate unor aspecte teoretice ale identificării sistemelor, legate de consistenţa generică a estimaţiilor furnizate de metoda variabilei instrumentale [14.1/A2], consistenţa tare a estimatoarelor de verosimilitate maximă [14.1/A3], generalizarea unor scheme de estimare recursivă a parametrilor sistemelor [14.1/A4], elaborarea unei noi scheme de identificare stabile [14.1/A5], perspectivele identificării sistemelor [14.1/A1]. Prezentăm succint, în continuare, contribuţiile lucrărilor ce au constituit obiectul acestei sesiuni.

În cadrul aplicaţiilor, se manifestă un interes deosebit faţă de domeniul identificării caracteristicilor sistemelor. În *lucrarea 14.1/A1* se prezintă perspectivele acestui domeniu şi modul în care problemele legate de identificarea sistemelor apar într-o varietate de activităţi ale ingineriei sistemelor, de la planificare şi proiectare la comanda operaţională a maşinilor inteligente. Identificarea sistemelor este discutată prin prisma următoarelor trei activităţi fundamentale asociate:

1) Caracterizarea tipului generic al efortului implicat.
2) Determinarea structurii sistemului specific de identificat.
3) Identificarea parametrilor în cadrul acestei structuri.

Fiecare din aceste trei activităţi este deosebit de importantă şi neglijarea uneia dintre ele conduce la eşec. În etapa de caracterizare se determină tipul generic al problemei de identificare şi tipul abordării ce se va utiliza în identificare. După această etapă, se determină o posibilă structură a sistemului ce urmează a fi identificat. În cadrul acestei structuri se regăseşte un set de relaţii, privind evoluţia parametrilor ce urmează a fi determinaţi, în scopul rezolvării problemei specifice de identificare. Fiecare dintre aceste activităţi este legată una de cealaltă. Rezultatele primei activităţi influenţează direct pe cea de a doua, care la rîndul său influenţează cea de a treia activitate. De asemenea, implementarea software, disponibilă pentru reprezentrea structurală şi determinarea parametrilor, influenţează modul de caracterizare a problemei de identificare. Se arată că introducerea elementelor de

imprecizie și cunoaștere incompletă, ca realități ale procesului de identificare a sistemelor, poate genera cerințe de calcul foarte diferite, în contrast cu cele care rezultă din ipotezele de precizie.

Aceasta sugerează faptul că studiile viitoare, în ceea ce privește schemele de reprezentare a cunoștințelor umane în mașină, care țin seamă de încorporarea unor cunoștințe imprecise și incomplete și de eficiența și eficacitatea algoritmilor de calcul ce rezultă, pot conduce la rezultate de valoare fundamentală în legătură cu aplicarea tehnologiei sistemelor moderne de prelucrare a informației, în domeniul conducerii umane în regim supervizor și al mașinilor inteligente.

Tehnicile de tipul variabilei instrumentale constituie o clasă destul de frecvent utilizată de metode pentru identificarea sistemelor. Metodele de acest tip sînt ușor de aplicat și pot furniza estimații ale parametrilor cu bune proprietăți asimptotice. *Lucrarea 14.1/A2* are ca obiect identificarea sistemelor multivariabile liniare generale, descrise printr-o ecuație cu diferențe, vectorială, prin metoda variabilei instrumentale și demonstrează că sub condiții slabe, estimațiile parametrilor ce se obțin sînt generic consistente. Aceasta înseamnă că ele sînt consistente aproape pentru toate alegerile rezonabile ale variabilei instrumentale și aproape pentru orice sistem, cu excepția unor cazuri speciale care corespund unor mulțimi de măsuri nule în spațiul parametrilor ce descriu metoda variabilei instrumentale și sistemul. Aceasta înseamnă, pe de o parte, că din punct de vedere al consistenței, alegerea variabilelor instrumentale nu va constitui o problemă în practică, deoarece orice alegere va conduce la obținerea estimațiilor parametrilor sistemului. Pe de altă parte, se arată că precizia estimațiilor parametrilor poate fi afectată în mod considerabil prin alegerea variabilelor instrumentale.

În particular, dacă variabilele instrumentale utilizate și sistemul corespund în spațiul parametrilor unui punct în apropierea „setului inconsistent", precizia estimațiilor parametrilor sistemului va fi foarte redusă.

Prezentăm în continuare formularea problemei de identificare și principalele rezultate obținute de autori, în analiza metodei variabilei instrumentale.

Fie sistemul multivariabil descris prin ecuația discretă vectorială:

$$y(t) = \Phi^T(t)\theta^* + v(t) \tag{1}$$

unde $y(t)$ — ieșirea ny-dimensională la momentul t, $\Phi^T(t)$ — matrice $ny \times n\theta$-dimensională ale cărei elemente sînt componentele întîrziate ale intrării și ieșirii, θ^* — vectorul $n\theta$-dimensional al parametrilor, iar $v(t)$ — o perturbație.

Considerăm următoarea structură a modelului:

$$y(t) = \Phi^T(t)\theta + \varepsilon(t) \tag{2}$$

unde $\varepsilon(t)$ este eroarea ecuației la momentul t.

Estimarea parametrilor θ^* prin metoda variabilelor instrumentale este formulată, în cadrul cel mai general, astfel:

$$\hat{\theta} = \arg\min_{\theta} \left\| \left[\sum_{t=1}^{N} Z(t)F(q^{-1})\Phi^T(t) \right]\theta - \left[\sum_{t=1}^{N} Z(t)F(q^{-1})y(t) \right] \right\|_Q^2 \tag{3}$$

unde N este numărul de date, $Z(t)$ — matricea instrumentală de dimensiune $nz \times ny$ ($nz \geq n\theta$ $F(q^{-1}{}_a)$ este un (pre) filtru $ny \times ny$ dimensional, asimptotic stabil și $\|x\|_Q^2 = x^TQx$, cu Q — matrice de ponderare pozitiv definită.

Utilizînd notația

$$R_N = \frac{1}{2} \sum_{t=1}^{N} Z(t)F(q^{-1})\Phi^T(t)$$

din (1) și (3) se obține:

$$\hat{\theta} - \theta^* = (R_N^T Q R_N)^{-1} R_N^T Q \frac{1}{N} \sum_{t=1}^{N} Z(t)F(q^{-1})v(t) \tag{4}$$

rezultînd următoarele două condiții, în care $\hat{\theta}$ este consistent:

$$\text{(i)} \quad R \overset{\Delta}{=} \lim_{N\to\infty} R_N = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^{N} Z(t)F(q^{-1})\Phi^T(t) \text{ are rang } n_\theta \tag{5}$$

$$\text{(ii)} \quad \lim_{N\to\infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^{N} Z(t)F(q^{-1})v(t)=0 \tag{6}$$

Stabilirea condițiilor necesare și suficiente de asigurare a consistenței se face în condițiile următoarelor ipoteze generale:

A1: Sistemul este strict cauzal și asimptotic stabil.

A2: Intrarea u(t) este un semnal de tip excitație persistentă, de un ordin suficient de mare.

A3: Perturbația v(t) este un proces stohastic staționar cu densitate spectrală rațională: $v(t)=H(q^{-1})e(t)$ cu $H(q^{-1})$ asimptotic stabil și inversabil, $H(o)=I$ și $Ee(t)e^T(t)=\Lambda\,\delta_{t,s}$ $\Lambda>0$.

A4: Intrarea u(t) și zgomotul v(s) sînt necorelate pentru toate valorile t și s (operare în buclă deschisă).

A5: Modelul (2) și sistemul real (1) au aceiași matrice de funcții de transfer (dacă și) numai dacă $\theta=\theta^*$.

A6: Matricea variabilelor instrumentale Z(t) și perturbația v(s) sînt necorelate, pentru $t\geq s$.

Principalul rezultat al lucrării constă în demonstrarea că (5) este generic îndeplinit sub condiții destul de slabe, care sînt numai puțin mai tari decît condițiile necesare, dar mult mai slabe decît condițiile suficiente de asigurare a consistenței.

În ceea ce privește rezultatele legate de analiza preciziei metodei, se arată că în condițiile în care matricea R are coloanele aproape linear dependente se obține o estimație consistentă, dar estimația va fi lipsită de precizie.

Se arată de asemenea că condițiile ipotezelor generale (A1)—(A5) $\sqrt{N}(\hat{\theta}-\theta^*)$ este asimptotic gaussian distribuit:

$$\sqrt{N}(\hat{\theta}-\theta^*) \xrightarrow{\text{dist.}} \mathcal{N}(0,P_{IV}) \tag{7}$$

$$P_{IV}=(R^T QR)^{-1}R^T Q\{[\sum_{i=0}^{\infty} Z(t+i)\, L_i]\Lambda[\sum_{j=0}^{\infty} L_j^T Z^T(t+j)]\} QR(R^T QR)^{-1} \tag{8}$$

R este dat de (5) și $\{L_i\}_{i=0}^{\infty}$ este definită prin:

$$\sum_{i=0}^{\infty} L_i z^i \equiv F(z)H(z)$$

Alte rezultate, legate de consistența tare a estimatoarelor de verosimilitate maximă, utilizînd două tipuri de reprezentări ale sistemelor multivariabile, sînt prezentate în *lucrarea 14.1/A3.*

Un proces stohastic gaussian discret multivariabil y(t) cu densitate spectrală rațională $\underline{\underline{\Phi}}_y(z)$ poate fi parametrizat utilizînd diferite reprezentări.

Utilizînd factorizarea spectrală, $\underline{\underline{\Phi}}_y(z)$ poate fi scrisă sub forma $\underline{\underline{\Phi}}_y(z)=$ $=1/2\pi\underline{\underline{T}}(z)\underline{\underline{T}}^*(z)$, rezultînd următoarea reprezentare (neunică) sub formă de matrice de transfer a procesului $\underline{y}(t)$:

$$\underline{y}(t)=\underline{\underline{T}}(z)\,\underline{e}(t) \tag{8}$$

unde $\underline{e}(t)$ reprezintă un zgomot discret de medie zero și matrice de convarianță unitate. Matricea de transfer rațională $\underline{\underline{T}}(z)$ poate fi reprezentată utilizînd descrierea în spațiul stărilor (DSS), descompunerea în fracții de matrici (DFM) sau ecuația dife-

rențială vectorială (EDV), cunoscută în mod obișnuit în statistică sub numele de reprezentare vectorială ARMA.

În identificarea sistemului (8), reprezentările canonice minimale DSS, DFM, EDV sînt utilizate pentru a asigura o aplicație bijectivă între matricea de transfer și setul de parametri de estimat.

Reprezentările canonice minimale pot fi definite în mod unic prin invarianții lor structurali, de exemplu setul de parametri structurali și setul de indici structurali. Estimarea parametrilor în aceste reprezentări poate fi făcută, de exemplu utilizînd metode de tip eroare de predicție (EP) sau verosimilitate maximă (VM).

Alegerea structurii modelului are o importanță esențială asupra asigurării consistenței și de asemenea asupra informațiilor necesare a priori, legate de structură, pentru a obține estimații consistente ale parametrilor. Lucrarea examinează problemele de mai sus pentru reprezentările multivariabile, introduse de autori, denumite reprezentări *matrice de fracții parțiale* (MFP) și *subsisteme elementare* (SSE). Este discutată problema consistenței tari a estimatoarelor VM pentru reprezentările MFP și SSE, în cazul în care structura modelului este supraestimată. Se arată, de asemenea, că cunoștințele a priori necesare, legate de structură, se reduc la furnizarea unei limite superioare corespunzătoare a numărului de poli și a subsistemelor elementare asociate polilor.

Abordarea utilizată de autori diferă de celelalte, prezentate în literatură, prin aceea că nici indicii structurali, nici dimensiunea unei realizări ireductibile, de tipul celei ce apare în cazul reprezentării DSS, DFM sau EDV, nu necesită a se specifica a priori.

După prezentarea celor mai importante proprietăți ale reprezentărilor MFP și SSE sînt definite și discutate spațiile metrice ale reprezentărilor MFP și SSE pentru formularea exactă a proprietăților de consistență ale estimatoarelor VM. Principalele rezultate ale lucrării, legate de analiza consistenței tari, off-line a metodei verosimilității maxime pentru modele ARMA în reprezentări MFP și SSE sînt sintetizate în cadrul a două teoreme.

Lucrarea 14.1/A4 are ca obiect studiul relațiilor dintre diferitele scheme de estimare recursivă pentru sisteme cu o singură intrare și o singură ieșire. Aceste relații sînt stabilite prin prezentarea unei scheme generale în care se regăsesc cele mai cunoscute tipuri de metode de estimare: metoda celor mai mici pătrate (CMMP), metoda celor mai mici pătrate generalizată (CMMPG), metoda matricei extinse (ME), metoda variabilei instrumentale (VI), metoda verosimilității maxime aproximative (VMA), metoda cvasiliniarizării implicite (QLI), metoda variabilei instrumentale filtrate (VIF), metoda variabilei instrumentale suboptimale (VIS) și varianta de tip variabilă instrumentală a metodei matricei extinse (VIME).

Avantajele unei astfel de prezentări coerente sînt următoarele:

— facilitează o mai bună înțelegere a relațiilor dintre estimatoarele disponibile;

— se clarifică proprietățile specifice ale acestora;

— programele de calculator pentru aceste estimatoare pot fi realizate astfel încît un program să poată genera mai multe din estimatoarele prezentate, prin utilizarea unor „comutatori“ adecvați.

Toate estimatoarele menționate se înscriu în cadrul schemei generale, reprezentate în fig. 1, unde: M_1, M_2, M_3, M_4 sînt blocuri ale modelului F_1, F_2 sînt filtre de albire a zgomotului, iar Φ_1, Φ_2 reprezintă filtre de obținere a variabilei instrumentale.

În cadrul schemei generalizate se pot distinge trei operații importante: filtrarea zgomotului, extinderea modelului și generarea variabilei instrumentale, prin combinarea cărora se obțin toate variantele de estimatoare menționate anterior.

Fig. 2 reprezintă relațiile dintre diferitele estimatoare recursive.

Așa cum rezultă din figură se pot distinge patru nivele de complexitate a estimatoarelor. Cel mai simplu estimator, CMMP, este foarte eficient în raport cu timpul de calcul, dar furnizează valori deviate ale parametrilor estimați, în special pentru o valoare redusă a raportului semnal/zgomot. În aceste situații prezintă interes estimatoarele de la nivelul 1. Acestea implică un timp de calcul mai mare, dar con-

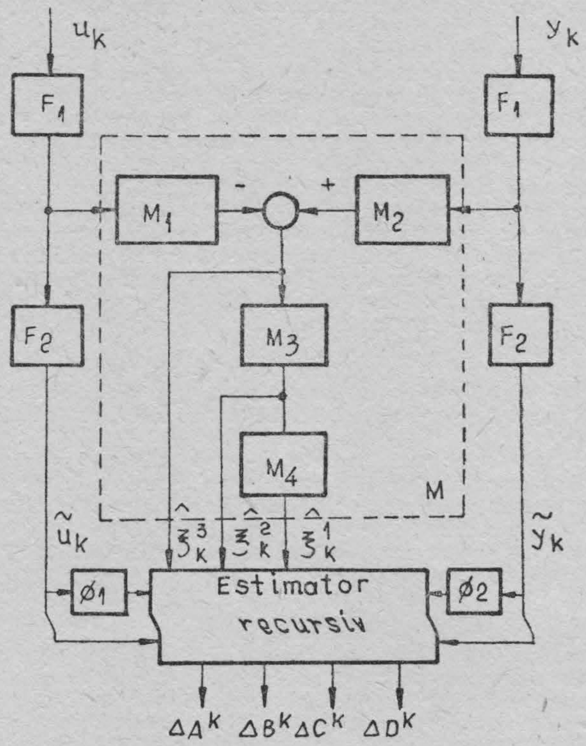


Fig. 1. Estimatorul general.

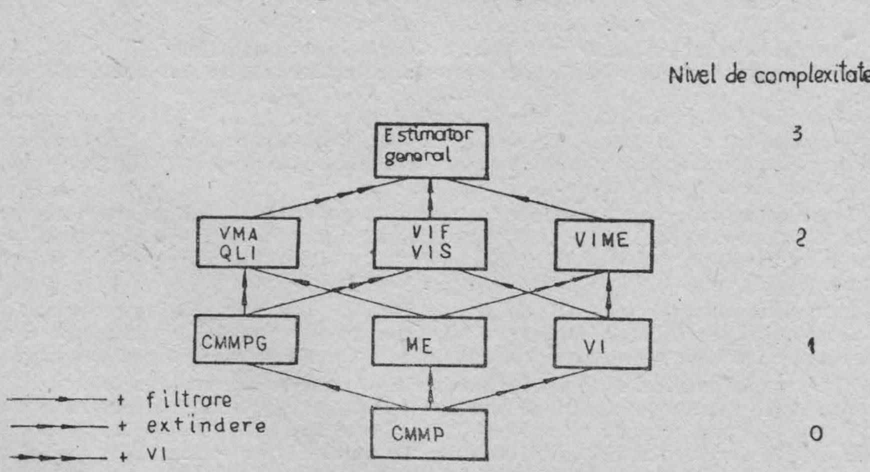


Fig. 2. Relațiile între diferite estimatoare recursive.

duc la rezultate mai bune pentru aceeaşi valoare a raportului semnal/zgomot. Numai în cazuri foarte speciale aceste estimatoare nu sînt convergente. Estimatoarele de la nivelele 2 şi 3 sînt chiar mai complexe şi necesită un timp de calcul mult mai mare. În ceea ce priveşte sensibilitatea la zgomot, legată de asigurarea consistenţei, aceste estimatoare sînt superioare estimatoarelor din cadrul nivelelor 0 şi 1. Utilizarea acestor estimatoare nu este simplă, ele necesitînd a fi iniţializate de estimatoarele de pe nivelul 1, care la rîndul lor trebuie iniţializate de estimatorul CMMP, cu excepţia unor variante ale estimatorului de tip VI.

Pe baza conceptului prezentat sînt puse în evidenţă legăturile existente între diferitele tipuri de estimatoare şi devine astfel posibilă alegerea judicioasă a unei metode de estimare din cadrul multitudinii de metode pentru care se pledează în literatură.

În cadrul *lucrării 14.1/A5* se prezintă o nouă schemă de tipul celor mai mici pătrate, pentru identificarea aproximativă a unui număr finit de parametri ce apar, în context linear, în membrul drept al unei ecuaţii diferenţiale ordinare. Se presupune că un număr finit de traiectorii ale acestui sistem pot fi măsurate în limita unei precizii cunoscute ε şi că parametrii necunoscuţi se situează în cadrul unei „distanţe" cunoscute de la setul parametrilor de referinţă. Utilizînd aceste ipoteze autorul reuşeşte să determine eroarea de estimare din cadrul schemei de identificare propuse, printr-o expresie destul de explicită.

Ideea metodei propuse constă în utilizarea, pentru problema de estimare nelineară originală, a unei aproximaţii de calcul lineare şi explicite astfel încît, în cazul măsurărilor exacte, această aproximare să conducă la soluţia exactă a problemei originale (continuă în timp). Estimaţiile parametrilor şi traiectoriilor satisfac o ecuaţie diferenţială comandată prin observaţii, care conduce la obţinerea unui observer adaptiv stabil exponenţial şi a unui identificator, fără utilizarea de semnale de probă. Schema rezultată poate fi de asemenea utilizată şi în cadrul sistemelor (lineare) stohastice.

Metode de identificare

Lucrările *secţiunii 14.1/B* au ca obiect prezentarea unor metodede identificare a sistemelor şi a unor probleme conexe. Principalele contribuţii ale autorilor se referă la identificarea sistemelor lineare invariante, utilizînd înregistrări de lungime finită [14.1/B2], identificarea domeniului spaţial al sistemelor cu parametri distribuiţi [14.1/B4], identificarea sistemelor cu parametri distribuiţi utilizînd operatorul bloc puls [14.1/B5], identificarea sistemelor descrise prin ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale hiperbolice [14.1/B6], identificarea parametrilor ce descriu salturile aleatoare în cadrul proceselor de zgomot staţionar discret [14.1/B2], optimalitatea sistemelor adaptive discrete [14.1/B1]. Prezentăm în continuare aceste contribuţii.

Lucrarea 14.1/B1 este dedicată prezentării unor algoritmi adaptivi optimali în variantele directă şi indirectă, pentru conducerea proceselor dinamice lineare.

Dinamica instalaţiei este descrisă de următoarea ecuaţie cu diferenţe lineară:

$$Q(q)y(n)=qP_u(q)u_n+P_\xi(q)\,\xi(n) \tag{1}$$

unde q este operatorul de întîrziere: $q^m x(n)=x(n-m)$; $y(n)$ — ieşirea procesului; $u(n)$ — semnalul de intrare; $\xi(n)$ — semnal perturbaţie, reprezentînd o secvenţă aleatoare cu următoarele proprietăţi: $M\{\xi(n)\}=0$; $M\{\xi(n)\,\xi(n-m)\}=0$ cu $m\neq 0$ şi $M\{\xi^2(n)\}=\sigma^2_\xi$; $Q(q)$, $P_u(q)$ şi $P=(q)$ sînt polinoame în operatorul q, de puteri N, N_1 şi respectiv N_2, astfel încît

$$Q(0)=P_\xi(0)=1 \text{ şi } P_u(0)=\sigma_0$$

Problema de comandă constă în determinarea, pentru o valoare de referință aleatoare staționară r(n), comenzii ce asigură o comportare a sistemului în buclă închisă cît mai apropiată de cea a sistemului descris prin ecuația cu diferențe:

$$G^0(q)y_0(n)=qH^0(q)r(n) \quad (2)$$

unde G^0 și H^0 sînt polinoame în operatorul q de puteri N_3 și respectiv N_4. Gradul de urmărire a ieșirii $y_0(n)$ de către y(n) se măsoară, în mod obișnuit, în termenii următorului criteriu pătratic:

$$J=M\{[G^0(q)\ e(n)]^2\}, \quad (3)$$

unde $e(n)=y(n)-y_0(n)$

Proiectarea unui sistem de conducere adaptivă optimală discretă se realizează în două etape: prima etapă este dedicată proiectării structurii de comandă adaptive optimale, iar cea de a doua etapă, care constituie de fapt obiectul lucrării, determinării algoritmului de adaptare optimală cu cea mai rapidă viteză de convergență asimptotică posibilă a criteriului.

Etapa 1 se realizează utilizînd una din metodele bine cunoscute de proiectare, pentru parametrii instalației specificați, rezultînd structura optimală de comandă. Pentru o instalație stabilă și de fază minimă, funcția de comandă ce minimizează criteriul (3) este dată de următoarea ecuație:

$$P_u(q)u(n)=P_\xi(q)G^0(q)y_0(n+1)-P(q)y(n) \quad (4)$$

sau, pe baza relației (2)

$$P_u(q)u(n)=P_\varsigma(q)H^0(q)r(n)-P(q)y(n) \quad (5)$$

unde

$$P(q)=q^{-1}(G^0(q)P_\xi(q)-Q(q)) \quad (6)$$

cu

$$G^0(q)e(n)=\xi(n);\quad J_*=\inf J=M\{\xi^2(n)\}=\sigma_\xi^2$$

în cazul conducerii optimale.

Schemele de Comandă Adaptivă Discretă (SCAD), care fac obiectul lucrării, pot fi grupate în scheme directe și indirecte. Schemele indirecte identifică instalația pe baza observațiilor asupra stării acesteia și utilizează valorile estimate ale parametrilor modelului în calculul parametrilor regulatorului. În cazul schemelor directe, pe baza observațiilor asupra stării sistemului în buclă închisă se estimează direct parametrii regulatorului.

SCAD indirecte sînt optimizate prin selectarea structurii lor optimale și a algoritmilor de identificare optimală, iar cele directe — prin selectarea algoritmilor de predicție sau de adaptare optimală.

Ecuația regulatorului (5) poate fi rescrisă astfel:

$$u(n)=\frac{1}{b_0(n)}[\bar{r}(n)-\alpha^T(n)\ Z_0(n;\bar{r})] \quad (7)$$

Vectorul observațiilor

$$Z_\upsilon(n;s)=(\nu u(n),\ u(n-1),\ldots,\ u(n-N_1),\ s(n-1+\nu),\ldots,$$
$$s(n-N_p+\nu),\ -y(n+\nu),\ldots,\ -y(n-N+\nu))^T$$

se regăsește în (7) cu $\nu=0$, $p=4$, $s(n)=\bar{r}(n)$ și $\bar{r}(n)=H^0(q)r(n)$

Componentele vectorului parametrilor α sînt estimații ale parametrilor necunoscuți ai polinoamelor $P_u(q)$, $P_\xi(q)-1$ și $P(q)$.

Obiectul lucrării constă în generarea de algoritmi care în final să modifice parametrii regulatorului α(n) astfel încît să minimizeze criteriul (3) în cel mai scurt timp posibil. Sînt analizate de asemenea proprietățile algoritmilor obținuți și unele aspecte legate de implementarea fizică a acestora. Algoritmii prezentați pot fi clasificați drept algoritmi accelerați, care au drept caracteristică principala conver-

gența accelerată, pentru un număr finit de observații. Compararea algoritmilor de identificare optimală și de predicție adaptivă optimală scoate în evidență proprietățile lor comune, potențialul maxim al acestora fiind același în cazul în care instalația nu are timp mort. Simplificarea acestor algoritmi conduce, cu o oarecare reducere a eficienței lor, la obținerea tuturor algoritmilor de conducere adaptivă neoptimală disponibili în prezent.

Problema investigată în *lucrarea 14.1/B2* este următoarea: se presupune instalația descrisă prin următorul sistem linear, invariant, controlabil și observabil:

$$x = Ax + bu\,, \quad x \in R^n \qquad (8)$$
$$y = c'x + du$$

unde dimensiunea sistemului n, parametrii c', A, b, d și condițiile inițiale x(0) se presupun necunoscute; se presupune de asemenea că instalației i se aplică semnalul de intrare u(t), $0 \leqslant t \leqslant T$, care produce semnalul de ieșire y(t), $0 \leqslant t \leqslant T$. Ambele semnale se măsoară și măsurările pot fi afectate de zgomot. În ce condiții se poate determina modelul instalației, dispunînd numai de valorile mărimilor u(t), y(t), $0 \leqslant t \leqslant T$?

Algoritmul prezentat în lucrare are proprietatea de a minimiza „proasta condiționare" a problemei datorită de exemplu datelor de intrare/ieșire utilizate sau lungimii finite a cuvîntului de calculator asociat cu determinarea parametrilor sistemului. Aceasta se realizează prin filtrarea datelor de intrare/ieșire ale instalației cu un filtru trece-jos cu parametri variabili, astfel încît să se minimizeze numărul de condiționare asociat problemei celor mai mici pătrate din cadrul algoritmului.

În *lucrarea 14.1/B3* se prezintă o nouă metodă de identificare a modelelor discrete care conțin parametri cu componente de tip salturi aleatoare. Asupra acestor modele se fac următoarele ipoteze:

1) zgomotul discret propriu al procesului este staționar cu densitate spectrală rațională;
2) există numai un singur proces omogen Poisson ce produce salturile (măsura Poisson este concentrată asupra unui punct);
3) amplitudinea salturilor și momentele de apariție ale acestora sînt independente;
4) amplitudinile salturilor sînt independente avînd medie nulă.

Ipotezele formulate sugerează un model de forma:

$$A(z^{-1})\xi_t = C(z^{-1})\varnothing_t, \qquad t = 0, 1, 2, \ldots \qquad (9)$$

unde

$\{\xi_t\}_{t=0}^{\infty}$ — zgomotul procesului

$\{\varnothing_t\}_{t=0}^{\infty}$ — zgomot alb discret (nu neapărat normal distribuit)

$A(z^{-1})$, $C(z^{-1})$ — polinoame în operatorul de întîrziere z^{-1} de forma:

$$A(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + \ldots + a_n z^{-n}$$
$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + \ldots + c_m z^{-m}$$

Ipotezele 2)—4) permit generarea zgomotului ϕ_t din doi termeni de tip zgomot alb independenți, care sînt unic determinați. Astfel ϕ_t, t=0, 1, 2, ... este de următoarea formă:

$$\phi_t = S_1 e_1 + S_2 \cdot \varepsilon_t \cdot \rho_t, \qquad t = 0, 1, 2, \ldots \qquad (10)$$

unde

$\{e_t\}_{t=0}^{\infty}$ — zgomot alb normal distribuit standard

$\{\varepsilon_t\}_{t=0}^{\infty}$ — zgomot alb oarecare (amplitudinea salturilor)

$\{\rho_t\}_{t=0}^{\infty}$ — zgomot alb cu variații bruște în salturi; o secvență de variabile stohastice independente,

$$P\{\rho_t=1\}=w_1, \quad P\{\rho_t=0\}=1-w_1=w_2$$

iar procesele $\{e_t\}_{t=0}^{\infty}$, $\{\varepsilon_t\}_{t=0}^{\infty}$ și $\{\rho_t\}_{t=0}^{\infty}$ sînt independente.

Distribuția de probabilitate a secvenței de tip zgomot alb anterioare reprezintă o distribuție mixtă, compusă dintr-o distribuție normală și o altă distribuție descriind amplitudinea zgomotului alb cu variații în salturi.

Astfel problema identificării parametrilor modelului (1) cu ϕ_t descris de (2) constă din două etape:

a) estimarea parametrilor polinoamelor $A(z^{-1})$, $C(z^{-1})$ în prezența unui termen zgomot al modelului, care nu are distribuție normală, în scopul filtrării secvenței $\{\phi_t\}$;

b) estimarea parametrilor pentru o mixtură a distribuțiilor.

Prima etapă fiind bine reprezentată în literatură, autorul se concentrează asupra celei de a doua etape și, în scopul unei tratări mai simple, introduce următoarele două ipoteze:

5) Zgomotul propriu al procesului este un proces AR de ordinul întîi, adică:

$$A(z^{-1})=1+a_1z^{-1} \qquad (11)$$
$$C(z^{-1})=1$$

6) Amplitudinea salturilor are distribuție normală.

În acest caz, funcția densitate de probabilitate ($F_{\varnothing}$) a elementelor în procesul de tip zgomot alb staționar (10) are o formă simplă. Notînd cu $\mathcal{N}(m, \sigma)$ funcția densitate de probabilitate normală de medie „m" și dispersie „σ" rezultă:

$$F_{\varnothing t}=w_1\mathcal{N}(0, S_1^2+S_2^2)+(1-w_1)\mathcal{N}(0, S_1^2) \qquad (12)$$

Modelul (9)—(12), deși foarte simplu, conținînd numai patru parametri (a_1, w_1, S_1, S_2), este capabil să descrie toate cele trei componente ale procesului de zgomot: deriva, zgomotul alb și saltul stohastic.

Parametrul a_1 poate fi ușor estimat din funcția de autocorelație a secvenței eșantioanelor de date, rezultînd apoi secvența ϕ_t, $t=0, 1, 2, \ldots$; se va presupune că există o secvență finită $\phi^N=\{\phi_t, t=1, \ldots, N\}$ cu elemente (aproape) independente.

Se poate presupune, mai general, că $F_{\varnothing t}$ este o funcție densitate de probabilitate de forma:

$$f_M(x)=w_1f_1(x)+(1-w_1)f_2(x) \qquad (13)$$

unde $f_i(x)=\mathcal{N}(m_i, \sigma_i)$, $i=1, 2$.

Metoda cea mai riguroasă de estimare a parametrilor w_1, (m_i, σ_i, $i=1, 2$) o reprezintă metoda verosimilității maxime; procedura de calcul off-line este destul de complicată, dar rezultatele prezintă unele avantaje din punct de vedere teoretic.

Pe baza proprietăților metodei de estimare exacte sînt propuse cîteva proceduri aproximative de estimare, ale căror rezultate sînt apoi comparate utilizînd seturi de date din cadrul înregistrărilor unei instalații petrochimice.

În ultimii ani identificarea sistemelor cu parametri distribuiți s-a bucurat de o atenție deosebită. Următoarele trei lucrări din cadrul acestei sesiuni sînt dedicate acestei probleme.

Lucrarea 11.4/B4 se referă la aspectele teoretice și de calcul ale unei metode de identificare a domeniului spațial al sistemelor cu parametri distribuiți caracterizate prin observații afectate de zgomot. Modelul sistemului este dat printr-o ecuație diferențială cu derivate parțiale de tip parabolic, obținută pentru o intrare cu distribuție cunoscută. De asemenea, se dispune de un model matematic, cu termen zgo-

mot aditiv, al mecanismului de observare. Algoritmul de estimare prezentat reprezintă o variantă recursivă a metodei de estimare a verosimilității maxime.

Principalele aspecte teoretice abordate de autori în lucrare sînt cele legate de proprietățile de convergență ale algoritmului de estimare. Ideea conținută în cadrul metodei prezentate permite stabilirea unor legături între metoda de determinare a formei optimale a sistemelor structurale și metoda verosimilității maxime. Posibilitățile oferite de metodă și valabilitatea acesteia sînt puse în evidență în cadrul unor experimente numerice de simulare.

În *lucrarea 14.1/B5* se prezintă o nouă metodă de identificare a parametrilor necunoscuți ai sistemelor cu parametri distribuiți, bazată pe utilizarea operatorului bloc puls (OBP) în spațiul multidimensional. OBP, sugerat de autori, își are originea în funcțiile bloc puls (FBP) aplicate cu succes în diferite domenii ale conducerii automate. Acesta este un operator continuu, mărginit și linear, din spațiul Hilbert $L^2(E)$ în spațiul Banach R^m și este format din vectori m-dimensionali.

Ideea de bază a metodei expuse constă în conversia problemei de identificare a sistemelor cu parametri distribuiți, din spațiul original de funcții, în una a sistemelor algebrice din spațiul imagine al OBP. Prin utilizarea OBP, metoda poate fi aplicată pentru o varietate de tipuri de sisteme cu parametri distribuiți.

Algoritmul rezultat este de tip recursiv, are o formă simplă și este atractiv din punct de vedere al calculelor.

Lucrarea 14.1/B6 este dedicată identificării sistemelor descrise prin ecuații diferențiale parțiale hiperbolice de forma:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2}-\frac{\partial^2 V}{\partial t^2}-N(x)V=0, \quad 0<x<l, \quad 0<t<T \tag{14.1}$$

$$V(x,0)=V(x,T)=0, \quad 0\leqslant x\leqslant l \tag{14.2}$$

$$V(l,t)=0, \quad \left.\frac{\partial V}{\partial x}\right|_{x=l}=\alpha(t), \quad 0\leqslant t\leqslant T \tag{14.3}$$

$$V(0,t)=\beta(t), \quad \left.\frac{\partial V}{\partial x}\right|_{x=0}=\gamma(t), \quad 0\leqslant t\leqslant T \tag{14.4}$$

unde $\alpha(t)$, $\beta(t)$, $\gamma(t)$ sînt funcții date satisfăcînd următoarele condiții:

$$\alpha(0)=\alpha(T)=0, \quad \beta(0)=\beta(T)=0, \quad \gamma(0)=\gamma(T)=0$$

Problema constă în determinarea coeficientului N(x) în (14.1), astfel încît problema la limită (14) să fie bine formulată.

Principalele rezultate obținute de autor și care se referă la obținerea unei formule explicite de calcul a coeficientului N(x), la condițiile de unicitate a soluției, precum și la obținerea unor expresii simple de calcul pentru N(x), sînt sintetizate în cadrul următoarelor teoreme:

Teorema 1. Dacă coeficientul necunoscut în problema (14) se identifică sub forma:

$$N(x)=-2\frac{dK(x,x)}{dx}, \quad 0\leqslant x\leqslant l \tag{15.1}$$

unde $K(x,\xi)$ este soluția următoarei probleme la limită:

$$\frac{\partial^2 K}{\partial x^2}-\frac{\partial^2 K}{\partial \xi^2}+2\frac{dK(x,x)}{dx}K(x,\xi)=0, \quad 0<x, \quad \xi<l \tag{15.2}$$

$$K(0,\xi)=\mu(\xi), \quad \left.\frac{\partial K}{\partial x}\right|_{x=0}=\nu(\xi), \quad 0\leqslant \xi\leqslant l \tag{15.3}$$

$$K(x,0)=0, \quad \left.\frac{\partial K}{\partial \xi}\right|_{\xi=l}=0, \quad 0\leqslant x\leqslant l \tag{15.4}$$

cu μ și ν satisfăcînd:

$$\int_0^1 U(\xi, t)\mu(\xi)d\xi = \beta(t) - U(0, t), \quad 0 \leqslant t \leqslant T \tag{15.5}$$

$$\int_0^1 U(\xi, t)\nu(\xi)d\xi = \gamma(t) - \frac{\partial U}{\partial x}\bigg|_{x=0}, \quad 0 \leqslant t \leqslant T \tag{15.6}$$

și dacă U(x, t) satisface:

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} = 0, \quad 0 < x < 1, \quad 0 < t < T \tag{15.7}$$

$$U|_{x=1} = 0, \quad \frac{\partial U}{\partial x}\bigg|_{x=1} = \alpha(t), \quad 0 \leqslant t \leqslant T \tag{15.8}$$

$$U|_{t=0} = U|_{t=T} = 0, \quad 0 \leqslant x \leqslant 1 \tag{15.9}$$

atunci problema (14) trebuie să admită o soluție clasică unică.

Teorema 2. Dacă există un moment $t = t^*$ în intervalul (0, T) astfel încît ieșirea sistemului (14) satisface:

$$V(x, t^*) = V^*(x, t^*), \quad \frac{\partial^2 V}{\partial t^2}\bigg|_{t=t^*} = \frac{\partial^2 V^*}{\partial t^2}\bigg|_{t=t^*} \tag{16}$$

atunci coeficientul necunoscut N(x) din (14.1) este unic determinat prin (15.1), pentru x în mulțimea:

$$E(x|0 \leqslant x \leqslant 1, \; V^*(x, t^*) \neq 0)$$

Teorema 3. În cadrul problemei (14) se presupune că:

1) $\beta(t) \equiv U(0, t)$, (U(x, t) este soluția ecuațiilor (15.7)—(15.9))

2) $\max\limits_{0 \leqslant \xi \leqslant 1} \int_0^1 |f(s, \xi)| ds < 1$

unde funcția $f(s, \xi)$ satisface $\dfrac{\partial^2 f}{\partial s^2} = \dfrac{\partial^2 f}{\partial \xi^2}$, pentru $0 < s, \xi < 1$ și $f(s, 0) = \dfrac{\partial f}{\partial \xi}\bigg|_{\xi=1} = 0$,

$0 \leqslant s \leqslant 1$, $f(0, \xi) = 0$, $\dfrac{\partial f}{\partial s}\bigg|_{s=0} = V(\xi)$, $0 \leqslant \xi \leqslant 1$

Dacă se definește N(x) prin (15.1) unde $K(x, \xi)$ este soluția ecuației:

$$K(x, \xi) = f(x, \xi) + \int_0^x K(x, s) f(s, \xi) ds \tag{17}$$

atunci sistemul (14) are o soluție clasică $V^*(x, t)$, reprezentată de

$$V^*(x, t) = U(x, t) + \int_x^1 K(x, \xi)\, U(\xi, t) d\xi$$

unde $K(x, \xi)$ și $U(\xi, t)$ sînt soluții clasice ale ecuațiilor (15.2)—(15.4) și respectiv (15.7)—(15.9).

Identificare recursivă

Lucrările prezentate în cadrul *secțiunii 14.1/C* abordează diferite aspecte legate de estimarea recursivă a parametrilor sistemelor: determinarea vitezei de convergență a unor algoritmi de estimare adaptivă care utilizează tehnici de gradient [14.1/C1], estimarea recursivă a parametrilor proceselor ARMA utilizînd un filtru

rețea circulară [14.1/C2], varianta recursivă continuă a metodei verosimilității maxime și legătura acesteia cu alte scheme de estimare [14.1/C4], proprietățile numerice legate de propagarea erorilor în cazul algoritmilor de estimare recursivă de tipul celor mai mici pătrate [14.1/C3], urmărirea parametrilor lent variabili ai sistemelor, prin „uitare" direcțională [14.1/C5], proiectarea de algoritmi de identificare robustă în timp real a sistemelor stohastice multivariabile [14.1/C6].

Prezentăm în continuare, pe scurt, principalele contribuții ale acestor lucrări.

Lucrarea 14.1/C1 are ca obiect determinarea vitezei de convergență a estimatoarelor adaptive care utilizează tehnici de gradient. Problema de estimare lineară adaptivă standard a parametrilor sistemului constă în determinarea unui model linear $\hat{y}_k = X_k' \theta$, unde θ este vectorul parametrilor, din două serii de timp y_k-scalară și X_k-vectorială incluzînd N vectori, cu minimizarea unui criteriu de forma $E(y_k - \hat{y}_k)^2$. Cei mai mulți dintre algoritmii recursivi de estimare adaptivă sînt de forma:

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + \mu b_k (y_k - X_k' \hat{\theta}_k) \qquad (1)$$

unde $\hat{\theta}$ este vectorul parametrilor estimați, iar b_k este o funcție vectorială de secvență X_k. Cea mai simplă și mai reprezentativă formă a acestor algoritmi se obține prin alegerea $b_k = X_k$.

În multe aplicații care implică zgomote, variații în timp sau alte semnale externe, parametrii estimați nu converg întotdeauna către valori constante, în sens deterministic sau probabilistic. Mai mult, în cazul unor anumite ipoteze de staționaritate, valorile estimate converg în distribuții. Aprecierea performanțelor acestor algoritmi se face adesea prin determinarea sau estimarea parametrilor acestei distribuții limită. În literatură există două metodologii distincte de apreciere a performanțelor acestor algoritmi.

Prima tehnică examinează algoritmii de estimare adaptivă prin intermediul unei ecuații cu diferențe lineară forțată, de estimare a parametrilor:

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + \mu X_k (y_k - X_k' \hat{\theta}_k) \qquad (2)$$

sau, în termenii erorii parametrilor $\tilde{\theta}_k$

$$\tilde{\theta}_{k+1} = (I - \mu X_k X_k') \tilde{\theta}_k + \mu X_k n_k \qquad (3)$$

unde semnalul n înglobează toate perturbațiile nemodelate.

Cealaltă alternativă constă în a considera inițial numai partea omogenă a ecuației (3), pentru a demonstra stabilitatea sa asimptotică exponențială, și apoi în a deduce performanțele sistemului forțat.

În studierea proprietăților algoritmilor neomogeni de forma (3), cu ajutorul unui algoritm omogen de forma:

$$v_{k+1} = (I - \mu X_k X_k') v_k \qquad (4)$$

se urmărește în primul rînd asigurarea convergenței mărimii v_k către 0 și apoi determinarea sau evaluarea aproximativă a vitezei de convergență. Acest lucru este foarte important deoarece toate tehnicile disponibile de evaluare a performanțelor nestaționare ale algoritmului se bazează pe cunoașterea vitezei de convergență a sistemului omogen și pe utilizarea proprietăților intrare mărginită/ieșire mărginită ale sistemelor lineare.

Rezultatele obținute de autori demonstrează, în cazuri foarte generale, că viteza de convergență exponențială a algoritmului poate fi evaluată prin momentul de ordinul doi al procesului X_t; se determină de asemenea legăturile dintre această evaluare și spectrul procesului X_t. Aceste relații sînt apoi utilizate în cadrul ecuației erorii și schemelor de calcul a erorii de ieșire, unde X_t este compus din intrările și

ieșirile sistemului, determinîndu-se o metodă de selectare a intrării u_k pentru asigurarea unei bune viteze de convergență a estimatorului adaptiv. Criteriul de selectare a intrării u_k este studiat în strînsă legătură și comparat cu alte criterii de proiectare a experimentelor, specifice identificării neadaptive a sistemelor.

În ultimul timp s-a manifestat un interes deosebit în implementarea diferiților algoritmi de tip rețea specifici prelucrării semnalelor și estimării recursive. În *lucrarea 14.1/C2* se prezintă un nou algoritm de estimare a parametrilor proceselor ARMA de tip rețea, care utilizează ideea de rețea circulară. Acest filtru a fost propus inițial pentru estimarea parametrilor proceselor multivariabile AR și necesită numai operații scalare. Algoritmul prezentat se bazează pe descompunerea unui proces scalar ARMA în două procese AR, idee utilizată și de alți autori, dar abordarea prezentată în lucrare este mai directă, deoarece se operează numai cu mărimi scalare, rezultînd o reducere considerabilă a efortului de calcul.

Proprietățile numerice ale diferitelor forme de implementare a algoritmilor de estimare recursivă au o importanță deosebită în cadrul schemelor de comandă adaptivă, care utilizează în mod continuu acești algoritmi. Conceptul de „proprietăți numerice“ include o serie de aspecte dintre care menționăm:

a) numărul de operații necesar în efectuarea unei iterații (sau timpul de calcul necesar);
b) necesarul de locații memorie pentru date și pentru program;
c) structura fluxului de informații în algoritm;
d) efortul de programare;
e) reziliența la date anormale sau de proastă calitate;
f) proprietățile procesului de propagare a erorilor;
g) efectul și amplificarea zgomotului de rotunjire.

O atenție deosebită a fost acordată, recent, aspectelor (a) și (b), iar aspectul (c) reprezintă o problemă de mare interes în proiectarea algoritmilor. Surprinzător, ținînd seama de importanța lor, este faptul că aspectele (e)—(g) nu au fost tratate suficient.

Lucrarea 14.1/C3 are ca obiect studiul proprietăților procesului de propagare a erorilor în cadrul algoritmilor adaptivi recursivi de tipul celor mai mici pătrate.

După formularea problemei de estimare a parametrilor unui proces AR prin metoda celor mai mici pătrate, autorii prezintă următoarele variante recursive ale algoritmului general: algoritmul de bază (CMMPB), algoritmul convențional (CMMPC), algoritmul ce utilizează factorizarea UD (CMMPUD), algoritmul rapid (CMMPR), algoritmi rapizi utilizînd implementarea în scară și rețea (CMMPRL), pentru care se stabilește o reprezentare generală, utilizată în analiza proprietăților numerice și propagării erorii:

$$\xi(t)=f(\xi(t-1), z(t)) \tag{5a}$$

$$\eta(t)=h(\xi(t), z(t)) \tag{5b}$$

unde $\xi(t)$ este vectorul de stare, (z(t) — vectorul observațiilor, iar $\eta(t)$ — vectorul amplificării sau al parametrilor procesului. Algoritmii menționați corespund diferitelor alegeri ale vectorului de stare și ale funcțiilor asociate.

În timp ce sistemul (5) reprezintă algoritmii ideali, orice implementare numerică va fi afectată de erorile de rotunjire și de erorile de reprezentare în calculator. Aceasta înseamnă că în locul valorilor exacte $\xi(t)$ și $\eta(t)$ se vor obține valorile $\hat{\xi}(t)$ și $\hat{\eta}(t)$. Fie $\delta\xi(t)$ eroarea generată la un pas al algoritmului:

$$\delta\hat{\xi}(t)=\hat{\xi}(t)-f(\hat{\xi}(t-1), \hat{z}(t))$$

unde $\hat{z}(t)=z(t)+\delta z(t)$ este valoarea prin care variabila z(t) este reprezentată în calculator. Cantitatea $\delta\xi(t)$ apare din cauza erorilor de rotunjire din cadrul calculelor corespunzătoare evaluării funcției f, iar valoarea sa depinde de modul de organizare a acestor calcule. Se poate observa de asemenea că $\delta\xi(t)$ va depinde în aceeași mă-

sură de erorile de rotunjire $\delta e(t)$ și de valoarea curentă $\hat{\xi}(t)$. Conceptual se poate scrie:

$$\delta\hat{\xi}(t)=G(\hat{\xi}(t))\cdot\delta e(t) \quad (6)$$

În aceste condiții, în forma implementată numeric, algoritmul poate fi reprezentat prin următorul sistem:

$$\hat{\xi}(t)=f(\hat{\xi}(t-1), z(t)+\delta z(t))+\delta\xi(t) \quad (7a)$$

$$\hat{\eta}(t)=h(\hat{\xi}(t), z(t)+\delta z(t))+\delta\eta(t) \quad (7b)$$

supus acțiunii perturbațiilor δz, $\delta\xi$ și $\delta\eta$.

Obiectivul final al analizei îl constituie studiul diferenței:

$$\Delta\eta=\hat{\eta}(t)-\eta(t), \quad (8)$$

analiza proprietăților sale, alegerea reprezentării de stare și organizarea calculelor astfel încît $|\Delta\eta|$ să devină cît mai mică posibil, pentru un număr de date. Această problemă conține următoarele subprobleme:

(i) studiul mărimii relative a erorii $\delta\xi(t)$; aceasta depinde de alegerea vectorului de stare și de organizarea calculelor corespunzătoare evaluării funcției f;

(ii) studiul propagării erorilor $\delta z(t)$ și $\delta\xi(t)$ la momentele de timp viitoare;

(iii) studiul efectelor cumulative ale erorilor δz și $\delta\xi$, adică a modului în care acestea se reflectă în $\Delta\eta$.

Pentru studiul propagării unei singure erori ($\delta\xi(t_0)$), autorii consideră următorul sistem:

$$\hat{\xi}(t)=f(\hat{\xi}(t-1), z(t)); \quad \hat{\xi}(t_0)=\xi(t_0)+\delta\xi(t_0) \quad (9a)$$

$$\hat{\eta}(t)=h(\hat{\xi}(t), z(t)) \quad (9b)$$

care este perturbat numai de condiția inițială $\hat{\xi}(t_0)$.

În urma analizei algoritmilor recursivi menționați se demonstrează că algoritmii CMMPB, CMMPC, CMMPUD și CMMPRL sînt exponențial stabili, în raport cu astfel de erori, efectul erorii reducîndu-se exponențial. Prin intermediul unor contra-exemple, se arată că algoritmul CMMPR nu are această proprietate și că poate deveni instabil pentru valori ale factorului de „uitare" mai mici decît unitatea.

Lucrarea 14.1/C4 prezintă un estimator de verosimilitate maximă recursiv pentru determinarea parametrilor unui sistem linear continuu, reprezentat în spațiul stărilor. Funcția de verosimilitate maximă este definită prin formula lui Girsanov (1960), iar expresia ecuației diferențiale stohastice pentru estimatorul de verosimilitate maximă se obține utilizînd formula Ito-Ventzel (1965).

Se arată că algoritmul care rezultă este identic cu extensia continuă a schemei propuse de Ljung (1977), exceptînd cazul apariției unor mici perturbații, care nu au totuși efect asupra comportării asimptotice a algoritmului.

În *lucrarea 14.1/C5* se prezintă o nouă metodă de identificare în timp real a sistemelor stohastice cu parametri necunoscuți, lent variabili în timp, care depășește problemele de natură numerică ce apar în cazul identificării sistemelor din date ce furnizează informație insuficientă și cînd se utilizează tehnica de „uitare" exponențială. Esența metodei constă în aplicarea mecanismului de „uitare" exponențială numai pe cel mai mic subspațiu al spațiului parametrilor influențat de datele curente; astfel, numai acea informație care este înlocuită prin una nouă poate fi „uitată". Această idee este aplicată în cazul unui model de regresie multivariabil, linear, normal și se prezintă unele detalii algoritmice.

Superioritatea noului algoritm, care poate fi privit ca o variantă îmbunătățită a algoritmului de estimare prin metoda celor mai mici pătrate cu „uitare" exponențială, este demonstrată în cazul a două exemple simple: regresie fără modificarea

regresorilor și comanda autoacordabilă în buclă închisă, cu modificări rare ale perturbației externe, două situații în care noile date sînt lipsite de informație.

Tehnica de „uitare" direcțională prezentată poate fi obținută direct ca soluție a unei probleme de optimizare definite destul de general, care permite, în același timp, punerea în evidență a legăturii strînse cu tehnica de „uitare" exponențială și rezolvarea problemei ajustării adaptive a factorului de „uitare".

Formularea abstractă a ideii de „uitare" direcțională, în termenii abordării Bayes în identificarea sistemelor, admite cîteva extensii directe:

— aplicarea la o altă clasă de modele, de exemplu lanțuri Markov cu probabilități de tranziție necunoscute;
— combinarea ideii „nu suprima vechea informație pînă nu a sosit una nouă", cu un alt tip de operație de ponderare, diferit de „uitarea" exponențială, de exemplu reducerea matricei de covarianță condițională a parametrilor prin adăugarea unor noi matrice convenabil alese;
— orice extensie aplicabilă la „uitarea" exponențială obișnuită, ca o dependență de date și timp a factorului de „uitare" și/sau comutare a identificării.

Problema estimării robuste a parametrilor sistemelor s-a bucurat în ultimul timp de o atenție deosebită. Practic, estimarea robustă poate fi privită ca eliminarea efectului datelor ce nu concordă cu restul populației. În *lucrarea 14.1/C6* se prezintă trei abordări diferite pentru sinteza algoritmilor robuști de identificare în timp real a sistemelor multivariabile stohastice discrete. Prezentăm în continuare succint aceste trei abordări.

Fie sistemul multivariabil stohastic discret descris prin următoarea ecuație cu diferențe vectorială:

$$y(i+1)=\sum_{j=1}^{n} A_j y(i-j+1)+\sum_{k=0}^{m} B_k u(i-k+1)+\omega(i) \tag{10}$$

unde $u(i)\in R^r$, $y(i)\in R^p$ și $\omega(i)\in R^p$ sînt secvențele vectoriale ale intrărilor, ieșirilor măsurabile și respectiv ale perturbației nemăsurabile. Zgomotul $\omega(i)$ este un proces aleator vectorial alb, de medie nulă și matrice de covarianță finită $Q(i)$. Dacă

$$P \triangleq [A_1, \ldots, A_n, B_0, \ldots, B_m]; \quad Z^T(i)=[Y^T(i), U^T(i)]^T$$

$$Y^T(i) \triangleq [y^T(i), \ldots, y^T(i-n+1)]; \quad U^T(i)=[u^T(i+1), \ldots, u^T(i-m+1)]$$

ecuația (10) devine:

$$y(i+1)=PZ(i)+\omega(i) \tag{11}$$

sau

$$y(i+1)=D(i)\theta+\omega(i) \tag{12}$$

unde θ este vectorul parametrilor necunoscuți din matricea P, într-o anumită ordine, de dimensiune q, iar $D(i)$ este o matrice pxq ale cărei elemente sînt elemente ale matricei $Z(i)$ sau zero și care poate fi reprezentată, după o ordonare convenabilă a elementelor vectorului θ, ca: $D(i)=\mathrm{diag}[Z_1^T(i), \ldots, Z_p^T(i)]$, unde $Z_j(i)$ $(j=1, \ldots, p)$ sînt vectori de dimensiune L_j, compuși din acele elemente ale matricei $Z(i)$ care înmulțesc parametrii necunoscuți în linia j a lui P $(L_j \leqslant np+(m+1)r;\ \sum_{j=1}^{p} L_j=q)$.

O estimație a vectorului parametrilor necunoscuți poate fi obținută din condiția de minim a criteriului celor mai mici pătrate generalizat:

$$J(\theta)=E\{\nu^T(i+1, \theta)Q^{-1}(i)\nu(i+1, \theta \mid i, \theta\} \tag{13}$$

unde $\nu(i+1, \theta)=y(i+1)-D(i)\theta$ este vectorul reziduu, iar $E\{\cdot \mid i\}$ reprezintă operatorul de mediere condiționată de măsurările pînă la momentul i; algoritmul recursiv de aproximare stohastică de tip Robins-Munro, care rezultă direct din (13), este următorul:

$$\theta(i+1)=\theta(i)+\Gamma(i)D^T(i)Q^{-1}(i)[y(i+1)-D(i)\theta(i)] \tag{14}$$

cu

$$\Gamma(i)=\Gamma(i-1)-\Gamma(i-1)D^T(i)[Q(i)+D(i)\Gamma(i-1)D^T(i)]^{-1}D(i)\Gamma(i-1) \tag{15}$$

Dacă $\omega(i)$ este gaussian, algoritmul este optimal în sensul mediei pătrate; acesta poate de asemenea furniza rezultate satisfăcătoare şi în cazul unor distribuţii negaussiene. În cazul unor realizări ale perturbaţiei în care apar cu o frecvenţă redusă valori ridicate ale semnalului, estimarea se poate situa departe de una de calitate.

Insensibilitatea algoritmului la astfel de date care nu concordă cu restul populaţiei poate fi realizată prin una din următoarele tehnici:

— eliminarea din vectorul reziduurilor a acelor componente a căror valoare absolută este mai mare decît o valoare limită; aceasta corespunde aplicării unei transformări statice nelineare;

— aplicarea unor transformări nelineare, obţinute fie din considerente practice, fie din teoria estimării min-max robuste.

Obţinerea unei prime variante de algoritm de estimare robustă se bazează pe următorul criteriu al celor mai mici pătrate generalizat modificat:

$$J(\psi, p \mid i, \theta)=E\{\psi^T(\nu(i+1, \theta))Q^{-1}(i)\psi(\nu(i+1, \theta)) \mid i, \theta\} \tag{16}$$

unde $\psi(\nu)=\{\psi_1(\nu), \ldots, \psi_p(\nu)\}$ este o funcţie vectorială nelineară impară, iar $p(.)$ este funcţia densitate de probabilitate a lui ω în (10). Obţinerea unor variante robuste ale algoritmilor de identificare, în raport cu datele necorespunzătoare, se poate realiza în general prin reducerea sensibilităţii lor la realizări de intensitate ridicată a zgomotului. Pornind de la (16) acest obiectiv se realizează prin alegerea corespunzătoare a funcţiei $\psi(\nu)$, care trebuie să fie insensibilă la valori mari ale reziduurilor:

$$\psi=\psi^*=\arg\min_{\psi} J(\psi, p \mid i, \theta) \tag{17}$$

sau utilizînd abordarea min-max (Huber, 1964):

$$\psi^*=\arg\min_{\psi}\{\max_{p\in P} J(\psi, p \mid i, \theta)\}=\arg\max_{p\in P}\{\min_{\psi} J(\psi, p \mid i, \theta)\} \tag{18}$$

unde P reprezintă clasa distribuţiilor, definită pe baza informaţiei a priori asupra caracteristicilor perturbaţiei.

Rezolvarea ecuaţiei (18) decurge din minimizarea matricei de informaţie Fisher:

$$I(p)=\int_{R^P} \nabla \log p(\omega)\nabla^T \log p(\omega)p(\omega)\, d\omega \tag{19}$$

în cadrul unei clase P specificate, estimarea robustă a vectorului parametrilor rezultînd din minimul criteriului:

$$J(\psi^*, p \mid i, \theta)=E_p\{\psi_0^T(\nu)\overline{Q}^{-1}\psi_0(\nu) \mid i, \theta\} \tag{20}$$

unde $\overline{Q}(i)=I(p_0)Q(i)I(p_0)$ şi $\psi_0(y)=-\nabla \log p_0(y \mid i, \theta)$.

Sistemul de ecuaţii neliniare $\nabla_\theta J(\psi^*, p \mid i, \theta)=0$ neputînd fi rezolvat explicit în cazul general, se utilizează următoarea procedură de gradient iterativă:

$$\theta_{k+1}=\theta_k-\Gamma\nabla_\theta J(\psi^*, p \mid i, \theta_k) \tag{21}$$

sau după evaluarea mărimii $\nabla_\theta J(\psi^*, p \mid i, \theta_k)$

$$\begin{gathered}\theta(i+1)=\theta(i)+\Gamma(i+1)D^T(i)\nabla^T\psi_0(\nu(i+1))\overline{Q}^{-1}(i)\psi_0(\nu(i+1))\\ \nu(i+1)=y(i+1)-D(i)\theta(i)\\ \psi_0(z)=-\nabla \log p_0(z);\ \overline{Q}=I(p_0)QI(p_0)\\ \Gamma(i+1)=\Gamma(i)-\Gamma(i)D^T(i)\nabla^T\psi_0(\nu(i+1))[\overline{Q}(i)+\nabla\psi_0(\nu(i+1))\cdot\\ \cdot D(i)\nabla^T\psi_0(\nu(i+1))]^{-1}\nabla\psi_0(\nu(i+1))D(i)\Gamma(i)\end{gathered} \tag{22}$$

Cea de a doua abordare se bazează pe minimizarea covarianţei condiţionale a erorii de estimare:

$$J(\hat{\theta}\mid i,\theta)=E_p\{\tilde{\theta}\tilde{\theta}^T\mid i,\theta\}=\int_{R^p}(\theta-\hat{\theta})(\theta-\hat{\theta})^T p(y\mid i,\theta)\,dy \tag{23}$$

Estimatorul optimal pe un pas care minimizează criteriul de mai sus se obţine din inegalitatea Cauchy-Schwarts. Acesta necesită informaţii exacte asupra funcţiei de densitate de probabilitate a perturbaţiei. În cazul necunoaşterii acesteia se poate defini algoritmul optimal pe un pas, în sens min-max:

$$\theta_0(i+1)=\arg\min_{\hat{\theta}}[\max_{p\in P} J(\hat{\theta},p\mid i,\theta)]=\arg\max_{p\in P}[\min_{\theta} J(\hat{\theta},p\mid i,\theta)] \tag{24}$$

obţinîndu-se în final algoritmul optimal în sensul min-max al covarianţei condiţionale:

$$\sum_{j=1}^{i+1} D^T(j)\psi_0(y(j+1)-D(j)\theta) \tag{25}$$

Utilizînd apoi algoritmul Gauss-Newton împreună cu lema de inversare matriceală şi unele aproximaţii convenabile, rezultă următorul algoritm robust recursiv:

$$\begin{aligned}&\hat{\theta}(i+1)=\hat{\theta}(i)+\Gamma(i+1)D^T(i)\psi_0(\nu(i+1))\\&\psi_0(z)=-\nabla\log p_0(z);\quad \nu(i+1)=y(i+1)-D(i)\hat{\theta}(i)\\&\Gamma(i+1)=\Gamma(i)-\Gamma(i)D^T(i)\nabla\psi_0(\nu(i+1))[I+D(i)\Gamma(i)\cdot\\&\quad\cdot D^T(i)\nabla\psi_0(\nu(i+1))]^{-1}D(i)\Gamma(i)\end{aligned} \tag{26}$$

Ultima variantă de algoritm de estimare robustă derivă din forma generală a algoritmilor de aproximare stohastică care minimizează criteriul $J(\theta)=E\{F(\nu(i,\theta)\mid i,\theta\}$

$$\theta(i+1)=\theta(i)+\Gamma(i)D^T(i)T^T(i)\psi(\nu(\theta(i),i)) \tag{27}$$

unde T(i) este o matrice de transformare aleasă corespunzător, iar $\nu(\theta,i)=T(i)[y(i+1)-D(i)\theta(i)]$ este vectorul reziduurilor normalizate. Forma funcţiei F(.) se alege astfel încît să fie asigurată robusteţea metodei.

Procedura de identificare care rezultă din optimizarea dispersiei erorii la fiecare pas, în raport cu Γ(i) este dată de:

$$\Gamma(i)=P(i)D^T(i)(D(i)P(i)D^T(i)+Q(i))^{-1}(T^T(i)S(i)T(i))^{-1} \tag{28}$$

$$P(i+1)=P(i)-P(i)D^T(i)(D(i)P(i)D^T(i)+Q(i))^{-1}D(i).P(i) \tag{29}$$

Funcţia F(.) este de forma $F(\nu)=-\log p_0(\nu)$, unde p_0 reprezintă densitatea de probabilitate, în cadrul clasei de distribuţii utilizate, cea mai puţin favorabilă.

Principalele detalii prezentate sînt legate de alegerea matricelor T(i) şi S(i); algoritmul final rezultat are o formă similară filtrului Kalman robust.

Proprietăţile algoritmilor prezentaţi sînt analizate în cadrul unor simulări Monte-Carlo, în prezenţa unor perturbaţii aproximativ normale; rezultatele obţinute scot în evidenţă avantajele utilizării algoritmilor în cadrul practicii inginereşti.

Structuri de modele

Lucrările prezentate în cadrul *secţiunii 14.1/D* au în general ca obiect determinarea structurii modelului procesului, problemă ce se regăseşte sub diferite aspecte în: realizarea parţială aproximativă a sistemelor [14.1/D1], identificarea sistemelor lineare parţial cunoscute [14.1/D2], determinarea ordinului procesului şi al

zgomotului utilizînd matricea de covarianţă a zgomotului compus şi ieşirii procesului [14.1/D3], identificabilitatea sistemelor lineare, bilineare, polinominale şi raţionale [14.1/D4], determinarea structurii şi estimarea parametrilor sistemelor bilineare multivariabile intrare-ieşire [14.1/D5], estimarea parametrilor sistemelor interconectate mari [14.1/D6].

Prezentăm, în continuare, principalele contribuţii ale acestor lucrări.

Lucrarea 14.1/D1 prezintă mai multe soluţii suboptimale de rezolvare a problemei de realizare parţială aproximativă: pentru o serie dată de puteri, multivariabilă de lungime finită, se determină o reprezentare în spaţiul stărilor de dimensiune finită astfel încît aceasta să aproximeze secvenţa de matrici disponibilă în raport cu un criteriu specificat.

Metodele prezentate se bazează pe algoritmul Ho-Kalman şi utilizează matricea Hankel, sau o variantă a acesteia, matricea Page. Într-o primă etapă este tratat cazul determinist, în care se presupune că secvenţa $M(i)_L$, a parametrilor Markov a fost generată de un sistem n-dimensional şi $L \gg n$.

În cadrul algoritmului de realizare Ho-Kalman, matricea bloc Hankel şi descompunerea sa sînt de forma:

$$H(\gamma, \lambda) = \begin{bmatrix} M(1) & M(2) & \dots M(\lambda) \\ M(2) & M(3) & \dots M(\lambda+1) \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ M(\gamma) & M(\gamma+1) & \dots M(L-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \cdot \\ \cdot \\ CB^{\gamma-1} \end{bmatrix} [B\ AB \dots A^{\lambda-1}B] = \Gamma \cdot \Delta \quad (1)$$

Presupunînd că sistemul este complet observabil şi complet controlabil, dacă $\gamma \geqslant n$ şi $\lambda \geqslant n$, unde n este dimensiunea minimală a sistemului, rangul matricei H va fi n. Orice descompunere a matricei $H(\gamma, \lambda)$ în produsul $\Gamma \cdot \Delta$ poate fi utilizată pentru obţinerea unei realizări, cu condiţia ca Γ şi Δ să fie de rang complet n. Tripletul (A, B, C) poate fi obţinut din perechea Γ, Δ.

Descompunerea numeric stabilă a matricei H se bazează pe descompunerea după valori singulare:

$$H = W \Sigma V^T \qquad \dim(H) = g \times l \quad (2)$$

unde

$$\Sigma = \mathrm{diag}(\delta_1, \delta_2, \delta_3, \dots, \delta_s),$$

$$\delta_1 \geqslant \delta_2 \geqslant \delta_2 \geqslant \dots \geqslant \delta_n \geqslant 0,$$

$$\delta_{n+1} = \delta_{n+2} = \dots = \delta_s = 0,$$

$$W^T W = I_s, \quad V^T V = I_s \text{ şi } s = \min(g, l)$$

Deoarece rang $(H) = n$, (2) poate fi rescrisă astfel:

$$H = H_n = W_n \Sigma_n V_n^T \quad (3)$$

unde în Σ_n şi în vectorii singulari corespunzători din W_n şi V_n se utilizează numai primele n valori singulare, diferite de zero, ale matricei, obţinîndu-se în final următorul rezultat:

$$\Gamma = W_n \Sigma_n^{1/2} \text{ şi } \nabla = \Sigma_n^{1/2} V_n^T \quad (4)$$

În cazul determinist, poate fi utilizată o altă matrice, construită din parametrii Markov, cu dimensiuni mult mai reduse decît cele ale matricei Hankel. Această matrice este cunoscută sub denumirea de matrice Page şi se defineşte astfel:

$$P(\eta, \mu) = \begin{bmatrix} M(1) \quad M(2) \quad M(3) \dots M(\mu) \\ M(\mu+1) \dots\dots\dots\dots M(2\mu) \\ \cdot \qquad\qquad\qquad \cdot \\ \cdot \qquad\qquad\qquad \cdot \\ M((\eta-1)\mu+1) \dots\dots\dots M(\eta\mu) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$\dim(P) = h \times m, \quad \eta\mu = L-1$

Matricea P poate fi descompusă în același mod ca matricea Hankel:

$$P=\begin{bmatrix} C \\ CA^{\mu} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ CA^{(n-1)\mu} \end{bmatrix}\cdot[B \quad AB \quad A^2B\ldots A^{\mu-1} \quad B]=\Gamma_{\mu}\cdot\Delta \tag{6}$$

În timp ce matricea Hankel reprezintă produsul matricei de observabilitate extinsă Γ și al matricei de controlabilitate extinsă Δ a sistemului (A, B, C), matricea Page reprezintă produsul matricei de observabilitate extinsă a sistemului (A^{μ}, B, C) și al matricei de controlabilitate extinsă a sistemului (A, B, C). În acest context se stabilește următorul rezultat important:

Teoremă. Dacă dimensiunile unei matrici Page pentru un sistem cu realizarea minimală de dimensiune n sînt alese suficient de mari și dacă perechea (C, A^{μ}) este complet observabilă, atunci rang (P)=n și orice descompunere în Γ^{μ} și Δ de rang complet n va conduce la o realizare minimală care poate fi obținută prin aplicarea algoritmului Ho-Kalman cu Γ și $\overleftarrow{H}$ substituite prin Γ_{μ} și respectiv $\overleftarrow{P}$ ($\leftarrow$ indică o deplasare stînga a unei coloane de blocuri)

$$\overleftarrow{P}=\Gamma_{\mu} A\Delta=\begin{bmatrix} M(2)\ldots\ldots\ldots\ldots M(\mu+1) \\ \cdot \qquad\qquad \cdot \\ \cdot \qquad\qquad \cdot \\ \cdot \qquad\qquad \cdot \\ M((\eta-1)\mu+2)\ldots M(\eta\mu+1) \end{bmatrix} \tag{7}$$

În cazul unor parametri Markov afectați de zgomot, în general nu vor mai fi îndeplinite condițiile de realizabilitate; în acest caz atît pentru matricea Hankel, cît și pentru matricea Page, toate valorile singulare pînă la și inclusiv δ_{s} vor fi diferite de zero, dar se poate determina valoarea nivelului mediu al zgomotului care afectează valorile singulare, rezultînd ordinul aproximativ al realizării n_r.

În ceea ce privește aproximarea secvenței de parametri Markov, în cazul abordării Ho-Kalman, acesta se face în sensul următorului criteriu:

$$\|H(\{\tilde{M}(i)\}_L)-H(\{CA^{i-1}B\}_L)\| \tag{8}$$

unde $H(\{\tilde{M}(i)\}_L)$ este matricea Hankel generalizată construită din secvența $\{\tilde{M}(i)\}_L$ și $H(\{CA^{i-1}B\}_L)$ este matricea Hankel construită dintr-o secvență aproximativă de dimensiune redusă; norma aleasă poate fi norma Frobenius sau norma spectrală. În cazul utilizării matricei Page, criteriul devine:

$$\|P(\{\tilde{M}(i)\}_L)-P(\{CA^{i-1}B\}_L)\|_F \tag{9}$$

unde $P(\{\tilde{M}(i)\}_L)$ este o matrice Page construită din parametrii Markov.

Utilizînd valoarea nivelului zgomotului în valorile singulare, se poate deduce dimensiunea redusă a modelului n_r și valoarea aproximativă a matricei Hankel, în sensul celor mai mici pătrate (norma Frobenius (8)):

$$H^*=H_{n_r}=W_{n_r}\cdot\sum\nolimits_{n_r}\cdot V_{n_r}^T \tag{10}$$

care este o aproximare a matricei $H(\{CA^{i-1}B\}_L)$.

Parametrii Markov care rezultă în cazul acestei aproximări nu sînt nici unici și nu reprezintă nici rezultatul unei reprezentări în spațiul stărilor de ordinul n; acesta este motivul pentru care soluția prezentată este calificată drept „suboptimală"

sau „naivă". În acest mod, se realizează o filtrare a matricei Hankel originale şi, implicit, testarea ordinului utilizînd valorile singulare.

Deşi aceste metode nu fac faţă unei analize teoretice riguroase, ele se dovedesc destul de practice, fapt ilustrat şi prin exemplele prezentate de autori.

Lucrarea 14.1.D2 are ca obiect identificarea sistemelor invariante, lineare, parţial cunoscute, unde cunoaşterea parţială este asociată cu numărul limitat de componente fizice incluse în sistem, sau cu parametrii fizici care influenţează părţi din sistem. Această cunoaştere parţială se regăseşte în cadrul condiţiilor structurale asupra funcţiei de transfer a sistemului sau a reprezentării de stare a acestuia, iar problema de identificare este multilineară în parametri necunoscuţi.

După definirea sistemelor de rang 1 (sisteme cu funcţii de transfer de tip raport de polinoame avînd coeficienţii multilineari în parametri necunoscuţi), autorii prezintă o procedură de estimare a parametrilor acestor sisteme şi stabilesc condiţiile de persistenţă a excitaţiei, necesare şi suficiente pentru implementarea procedurii.

Sînt analizate apoi proprietăţile de stabilitate ale algoritmului, obiectivul final al autorilor constituindu-l asigurarea convergenţei asimptotice a erorii de estimare a parametrilor la zero, în cazul ideal (fără zgomot, moduri nemodelate, sau nelinearităţi etc.), ca algoritmul să se comporte în mod robust (mai mult sau mai puţin acceptabil), în cazul unor modeste abateri de la condiţiile ideale.

Ca şi în cazul celor mai multe scheme de identificare a sistemelor lineare, stabilitatea asimptotică uniformă este legată de condiţiile de asigurare a excitaţiei persistente. Algoritmul elaborat are următoarele proprietăţi:

(I) algoritmul este local uniform asimptotic stabil (u.a.s.);

(II) algoritmul este global u.a.s. ori de cîte ori vectorul parametrilor se situează într-o regiune fixată a spaţiului;

(III) varianta modificată a algoritmului este u.a.s. într-un spaţiu larg, indiferent de valorile vectorului parametrilor;

(IV) algoritmul nemodificat este u.a.s. dacă valorile parametrilor estimaţi sînt iniţializate cu valori avînd semne corecte, sau în absenţa informaţiei cu privire la semn, cu zero.

În *lucrarea 14.1/D3* se prezintă o nouă metodă de determinare, în mod separat, a ordinului procesului şi a ordinului zgomotului. Ordinul procesului se determină utilizînd statistica reziduurilor instrumentale (RI) obţinute din matricea moment produs a variabilei instrumentale şi intrării (MPII), care se generează astfel încît să se elimine efectul zgomotului. Deşi covarianţa estimată a zgomotului poate constitui o sursă de informaţie utilă pentru determinarea ordinului zgomotului, în cazul în care procesul este cunoscut, aceasta nu conduce la obţinerea ordinului corect datorită preciziei sale reduse. În locul covarianţei zgomotului, autorii utilizează o estimaţie a intercovarianţei ieşirii observate şi a zgomotului compus, care se defineşte ca o combinaţie lineară a zgomotului cu coeficienţii parametrii ai procesului, aceasta putîndu-se determina destul de precis. Ordinul zgomotului este evaluat din statistica acestei estimaţii a intercovarianţei.

Metoda propusă este destul de robustă, deoarece nu este necesară estimarea secvenţei de zgomot şi a secvenţei de excitaţie, ca în cazul metodei de determinare a ordinului, care utilizează algoritmul celor mai mici pătrate extins. Mai mult, implementarea metodei necesită un efort de calcul redus, deoarece statisticile procesului şi zgomotului pot fi obţinute utilizînd algoritmi recursivi. Metoda propusă a fost testată prin simulare numerică şi a condus la rezultate care evidenţiază eficienţa sa în cadrul unui mare număr de exemple.

Lucrarea 14.1/D4 este dedicată identificabilităţii sistemelor lineare, bilineare, polinomiale şi raţionale. Identificabilitatea structurală a modelelor dinamice are ca obiect problema determinării a priori dacă un experiment de identificare planificat este capabil să furnizeze informaţia dorită despre parametrii necunoscuţi ai modelului. În timp ce problema identificabilităţii poate fi evitată prin construcţia directă a modelelor intrare-ieşire din datele de măsurare, aceasta devine destul de impor-

tantă în cazul în care procesul industrial sau natural este descris printr-un model mecanic cu parametri și variabile de stare cu semnificație fizică.

În general, este destul de dificilă formularea condițiilor de identificabilitate pentru o clasă particulară de modele. De fapt singurele clase pentru care au fost obținute criterii algebrice suficiente și necesare sînt sistemele invariante lineare și bilineare.

Lucrarea oferă o abordare simplă, într-un cadru unitar, a problemei generale a identificabilității sistemelor. Rezultatele obținute sînt aplicate în cazul sistemelor lineare, în scopul elucidării unei ambiguități minore care apare în literatură, și sistemelor bilineare, pentru punerea în evidență a legăturii strînse dintre cele două categorii de sisteme. De asemenea, se introduce o condiție algebrică finită pentru identificabilitatea cu intrare zero a sistemelor pătratice, care poate fi utilizată și în testarea identificabilității sistemelor polinominale și raționale, utilizate adesea în modelarea sistemelor din chimie și biologie.

În ultimii ani, sistemele bilineare s-au bucurat de o atenție deosebită. Sînt disponibile rezultate satisfăcătoare asupra controlabilității, proprietăților structurale, realizării, optimizării și stabilizării acestor sisteme. În ceea ce privește identificarea acestor sisteme, rezultatele obținute sînt destul de sărace. Motivul principal îl constituie faptul că pentru sistemele bilineare generale, complexitatea descrierii externe (intrare-ieșire) crește enorm, o dată cu creșterea ordinului sistemului și a numărului de intrări și de ieșiri. În scopul obținerii unui model simplu intrare-ieșire, în *lucrarea 14.1/D5* se introduce o clasă specială de sisteme bilineare, sisteme bilineare intrare-ieșire, care se regăsesc în cadrul lumii reale. Lucrarea prezintă o procedură pentru determinarea structurii și estimarea parametrilor sistemelor multivariabile bilineare intrare-ieșire, din măsurările intrare-ieșire. Algoritmul calculează într-o primă etapă funcțiile de auto și intercorelație ale secvențelor de intrare și de ieșire, pe baza cărora se determină parametrii structurali ai reprezentării canonice, prin testarea dependenței lineare a anumitor seturi de vectori, care utilizează eșantioanele funcțiilor de corelație. Algoritmul de determinare a structurii utilizează tehnică erorii reziduale pentru sistemele lineare propusă de Suen și Liu (1978).

Parametrii modelului sînt identificați din funcțiile de corelație estimate, utilizînd metoda celor mai mici pătrate. De fapt, abordarea utilizată în estimarea parametrilor reprezintă o extensie a binecunoscutei metode în doi pași: metoda corelație—cele mai mici pătrate, elaborate de Mehra (1971), Isermann și Bauer (1974) pentru sisteme lineare și extinse apoi de Boheti și alții (1980) pentru clasa sistemelor biliniare cu o singură intrare și o singură ieșire.

Descrierea realistă a caracteristicilor dinamice ale sistemelor lumii reale impune determinarea unor modele complexe și de mari dimensiuni. În *lucrarea 14.1/D6* se prezintă un algoritm de estimare a parametrilor sistemelor interconectate mari (SIM). Descompunerea și coordonarea în cadrul algoritmului de estimare sînt sugerate de structura sistemului și de natura semnalelor.

Descrierea bine cunoscută a unui sistem interconectat cu m intrări $\underline{u}=[u_1,\ldots,u_m]^T$ și m ieșiri $\underline{y}=[y_1,\ldots,y_m]^T$ este dată de

$$\underline{e}=\underline{u}-\underline{\underline{H}}\underline{y} \tag{11}$$

și

$$y=\underline{\underline{G}}\underline{e} \tag{12}$$

unde $\underline{\underline{H}}$ și $\underline{\underline{G}}$ sînt matrice de funcții de transfer statice sau dinamice (fig. 3).

Sistemul poate fi transformat în binecunoscuta formă canonică — P (Mesarovic, 1960), reprezentată în fig. 4.

$$\underline{y}=\underline{\underline{G}}_p\underline{U} \tag{13}$$

unde

$$\underline{\underline{G}}_p=(\underline{\underline{G}}^{-1}+\underline{\underline{H}})^{-1} \tag{14}$$

Fără pierderea generalității, modelul (13) poate fi descompus în modele de mici dimensiuni ale unor subsisteme descentralizate (fig. 5), de forma:

$$y_i = G_{pi1}u_{i1} + G_{pi2}u_{i2} + \ldots + G_{pim}u_{im} \tag{15}$$

Termenii $G_{pij} = \frac{B_{ij}}{A_{ij}}$ corespund unor funcții de transfer continue sau discrete.

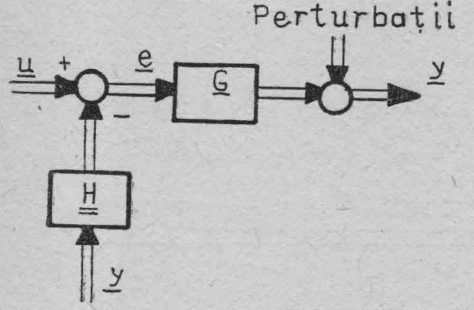


Fig. 3. Structura sistemului.

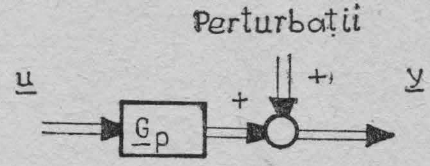


Fig. 4. Forma canonică P.

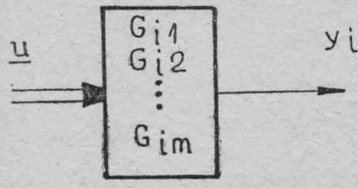


Fig. 5. Subsistemul descentralizat.

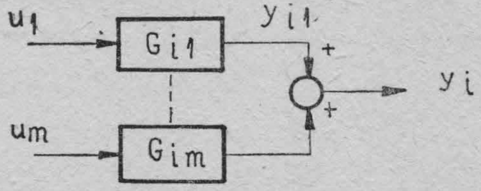


Fig. 6. Descompunerea unui sistem cu mai multe intrări și o singură ieșire în mai multe sisteme cu o singură intrare și o singură ieșire.

Prin această descompunere se obține un sistem cu mai multe intrări și o singură ieșire, deci problema inițială este descompusă în m probleme separate independente. Problema poate fi descompusă în continuare în mai multe probleme de identificare cu o singură intrare și o singură ieșire, așa cum se prezintă în fig. 6.

Problema cea mai importantă care apare este cea legată de semnele nemăsurabile $y_{i1}, \ldots, y_{im}$.

Soluția propusă de Diekman și Unbehauen (1979), deși nu se adresează identificării sistemelor mari, poate constitui un punct de plecare în această direcție.

Estimarea mărimilor y_{ij}, $j=1, 2, \ldots, m$ poate fi privită ca o informație de coordonare. Bineînțeles, această informație poate fi obținută nu de la un sistem cu mai multe intrări și o singură ieșire, ci de la o posibilă descompunere în mai multe sisteme cu o singură intrare și o singură ieșire. Metoda prezentată caută să rețină simplitatea efortului de calcul, prin manipularea numai a modelelor cu o singură intrare—o singură ieșire, cu coordonarea directă necesară. Algoritmul de identificare a sistemelor interconectate mari poate fi prezentat în următorul cadru general.

Fie $I(u_{ij}, y_{ij})$ un algoritm eficient de estimare a parametrilor sistemelor cu o singură intrare și o singură ieșire care prelucrează intrarea u_{ij} și ieșirea y_{ij} și estimează vectorul parametrilor $\dot{p}$. Alegerea metodei de estimare depinde de condițiile existente și de scopul final al identificării.

În mod similar se alege un algoritm eficient $R(u_{ij}, \hat{p}_{ij})$ pentru calculul răspunsului modelului y_{ij}. Algoritmul $R(u_{ij}, \hat{p}_{ij})$ prelucrează intrarea u_{ij} şi vectorul parametrilor $\hat{p}_{ij}$.

În termenii notaţiilor utilizate, sistemul cu mai multe intrări şi o singură ieşire din fig. 5 poate fi descris prin ecuaţia:

$$y_i = \sum_{j=i}^{m} R(u_{ij}, p_{ij}), \quad i=1, 2, \ldots, m \tag{16}$$

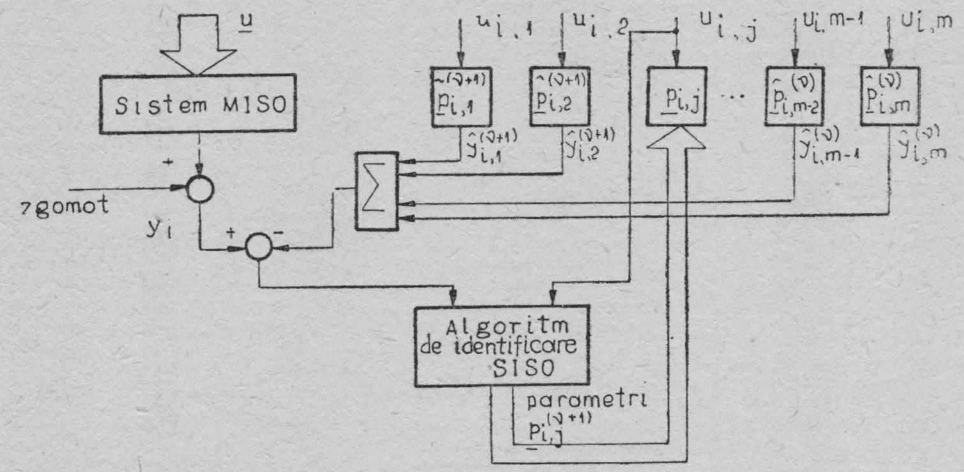


Fig. 7. Metoda propusă aplicată liniei i a MET la iteraţia $(\nu+1)$.

unde p_{ij} reprezintă vectorul parametrilor corespunzînd elementului (i, j) al matricei de funcţii de transfer (MFT).

Procedura de calcul începe cu linia i a MFT şi consideră estimarea parametrilor în primul element presupunînd, la început, că ieşirea y_i este în întregime datorată vectorului p_{i1} şi intrării u_{i1}.

$$\hat{\underline{p}}_{i1}^{(1)} = I(u_{i1}, y_i) \tag{17}$$

În continuare se estimează parametrii celui de al doilea element în linia i a MFT:

$$\underline{p}_{i2}^{(1)} = I(u_{i2}, y_i - R(u_{i1}, \hat{p}_{i1}^{(1)})) \tag{18}$$

Procedînd în mod similar, se aplică la fiecare etapă algoritmul I şi se includ ieşirile tuturor celorlalte elemente ale liniei estimate anterior. Astfel, secvenţa acestor probleme auxiliare poate fi exprimată simbolic sub forma:

$$\hat{\underline{p}}_{ij}^{(\nu+1)} = I(u_j, y_i - \sum_{l=1}^{j-1} R(u_l, \hat{\underline{p}}_{il}^{(\nu+1)}) - \sum_{l=j+1}^{m} R(u_l, \hat{\underline{p}}_{l}^{(\nu)})$$

$i=1, 2, \ldots, m$ (linie a MFT)
$j=1, 2, \ldots, m$ (coloana a MFT)
$\nu=1, 2, \ldots,$ (numărul iteraţiei)

Fig. 7 ilustrează aplicarea metodei propuse la linia i a unei MFT la iteraţia $(\nu+1)$.

Problemele legate de convergenţa algoritmului sînt discutate în detaliu de Ganti (1983).

Proiectarea experimentelor

Principalele probleme analizate în cadrul *secțiunii 14.1/E* s-au referit la unele aspecte privind proiectarea semnalelor de intrare pentru estimarea parametrilor și a ordinului modelelor [14.1/E1], proiectarea unei intrări optimale pentru discernerea modelelor autoregresive cu restricții asupra amplitudinii ieșirii [14.1/E2], proiectarea experimentelor optimale pentru identificarea sistemelor cu parametrii distribuiți [14.1/E3], identificarea modelelor parametrice și neparametrice ale sistemelor cu mai multe intrări și mai multe ieșiri funcționînd în buclă închisă, utilizînd metoda corelației [14.1/E4], dezvoltarea și testarea unor metode de estimare a parametrilor sistemelor dinamice cu restricții [14.1/E5], proprietățile parțiale de secvenței — M [14.1/E6]. Prezentăm în continuare aceste contribuții.

Lucrarea 14.1/E1 prezintă cîteva aspecte legate de proiectarea semnalului de intrare pentru estimarea parametrilor și a ordinului sistemelor dinamice lineare descrise prin ecuații cu diferențe de forma:

$$x_t = \sum_{k=1}^{n} a_k x_{t-k} + \sum_{k=1}^{n} b_k u_{t-k} \tag{1}$$

$$y_t = x_t + e_t$$

pentru $t=1, 2, \ldots, j, j+1, \ldots$ unde $j > n$.

Secvențele $\{u_t\}$ și $\{y_t\}$ reprezintă semnalul de intrare și respectiv semnalul de ieșire al sistemului. Se presupune că semnalul de intrare u_t se măsoară exact, în timp ce ieșirea x_t este afectată de un zgomot de măsurare gaussian, cu statistică $N(0, \sigma^2)$.

Estimarea parametrilor modelului de ordin n:

$$\underline{\theta}^{(n)} = (b_1, a_1, b_2, a_2, \ldots, b_n, a_n)^T \tag{2}$$

a căror ordonare, în acest mod, se dovedește deosebit de avantajoasă, se realizează cu metoda variabilei instrumentale. Specificarea secvenței $\{u_t\}$ se face din considerente de precizie a estimațiilor parametrilor modelului, utilizîndu-se o strategie de maximizare a determinantului matricei de covarianță a erorii, în condițiile unor restricții asupra amplitudinii intrării.

În ceea ce privește determinarea ordinului modelului se utilizează testul Raport Determinant Instrumental Alternativ (RDIA), obținut din testul determinant, care utilizează matricea Raport Produs Instrumental (RPI). Criteriul de selecție a ordinului modelului include în general doi termeni: unul legat de criteriul clasic de identificare, iar celălalt legat de precizia parametrilor estimați, care depinde de numărul parametrilor independenți din model și de condițiile experimentale. Aceasta sugerează o legătură între proiectarea semnalului de intrare și performanțele criteriului de selectare a ordinului modelului. Autorii investighează în cadrul lucrării legătura dintre proiectarea semnalului de intrare, din considerente de precizie a parametrilor estimați, și comportarea testului de determinare a ordinului RDIA.

Algoritmul de identificare global, care include proiectarea secvenței de intrare cu restricții asupra amplitudinii acesteia, procedura de estimare și testul RDIA par a avea o semnificație deosebită în cazul identificării cu orizont de timp redus. Rezultatele obținute în simulare demonstrează acest lucru.

Tot o problemă legată de proiectarea unei intrări optimale, pentru discernerea a două modele autoregresive, cu restricții asupra amplitudinii ieșirii, este prezentată în *lucrarea 14.1/E2.*

Fie următorul model autoregresiv:

$$y_t = a_1 y_{t-1} + a_2 y_{t-2} + \ldots + a_n y_{t-n} + b u_{t-1} + \varepsilon_t \tag{3}$$

unde ε_t este o secvență cu distribuție normală independentă, de medie 0 și dispersie σ^2. Problema constă în determinarea secvenței intrării optimale $\{u_t\}$ care determină eficient ordinul modelului autoregresiv, n sau n—1, în condițiile în care amplitudinea ieșirii sistemului y_t trebuie să se situeze în cadrul unor limite date, cu probabilitate ridicată:

$$P\{|y_t| \leq A\} \geq 1-\alpha \tag{4}$$

unde A este o constantă dată, iar α ia valori mici.

Cele două abordări, prezentate în lucrare, utilizează ideea de sistem Cebîșev și de recurență autoregresivă. Metodele prezentate determină intrarea optimală ce maximizează puterea testului raport de verosimilitate, care se utilizează la discernerea modelelor. Aplicabilitatea metodei prezentate este ilustrată în cadrul unor simulări numerice, la discernerea modelelor autoregresive de ordinul 1 și 2.

Rezultatele obținute în domeniul identificării sistemelor cu parametri distribuiți și proiectării experimentelor pentru identificarea sistemelor cu parametri concentrați constituie o bază pentru tratarea sistematică a problemelor de proiectare a experimentelor de identificare a sistemelor cu parametri distribuiți. *Lucrarea 14.1/E3* își propune să facă o scurtă prezentare a ultimelor rezultate în domeniul proiectării experimentelor de identificare a sistemelor cu parametri distribuiți. Un accent deosebit este pus pe proiectarea experimentelor optimale în direcția estimării parametrilor și se scoate în evidență faptul că problemele de alocare a senzorilor și alegere a semnalelor de intrare trebuie considerate simultan, în scopul obținerii unei precizii ridicate a estimării.

În prima parte a lucrării, autorul prezintă obiectivele unui experiment de identificare și face o clasificare a variabilelor cu care se operează în scopul atingerii acestor obiective. Din cadrul obiectivelor generale se selectează apoi un subset de obiective care servesc drept criterii în proiectarea experimentelor și se prezintă principalele tipuri de modele matematice ale sistemelor cu parametri distribuiți. Principalele rezultate obținute de autor se referă la alegerea simultană a densității spațiale a măsurătorilor și a caracteristicilor spațiale ale unui semnal de intrare, maximizînd determinantul matricei de informație Fisher.

Lucrarea 14.1/E4 are ca obiect identificarea modelelor parametrice și neparametrice pentru sisteme în buclă închisă cu mai multe intrări și mai multe ieșiri, prin metoda corelației. Prima abordare prezentată constă în determinarea unui model parametric sub forma unei ecuații cu diferențe vectoriale prin metoda corelației și o metodă de estimare a parametrilor de tip medie pătrată, și transformarea

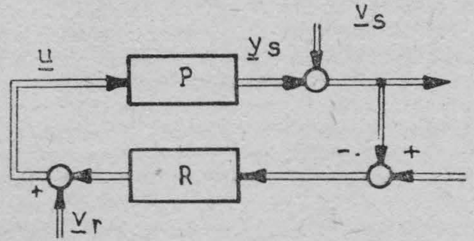


Fig. 8. Structura sistemului în buclă închisă (P=proces, R=regulator).

modelului parametric într-unul neparametric de tip matrice răspuns în frecvență. Cea de a doua abordare constă în determinarea, directă prin metoda corelației, a modelului neparametric în domeniul frecvență.

Sistemul în buclă închisă utilizat, reprezentat în fig. 8, este un sistem stabil cu mai multe intrări și mai multe ieșiri. În cadrul reprezentării s-au utilizat următoarele notații: $u \in R^m$ — intrarea procesului, $y_s \in R^n$ — ieșirea procesului, $y \in R^n$ —

ieșirea procesului perturbată, $v_s \in R^n$ — zgomotul pe calea directă, $v_r \in R^m$ — zgomotul pe calea de reacție și $w \in R^n$ — semnalul de test binar pseudoaleator. Se presupune că v_s, v_r și w sînt de medie nulă și reciproc necorelate.

Comportarea dinamică a procesului poate fi descrisă prin:

— modelul parametric sub forma unei ecuații cu diferențe vectoriale:

$$y_s(k) + \sum_{\nu=1}^{N} A_\nu y_s(k-\nu) = \sum_{\mu=0}^{M} B_\mu u(k-\mu) \tag{5}$$

— modelul neparametric sub forma matricei de răspuns în frecvență:

$$G_s(j\omega_l) = (G_{s_{ir}}(j\omega_l)) \quad (i=1, \ldots, n;\ r=1, \ldots, m;\ l=1, \ldots, L)$$

Compararea celor două metode se face prin intermediul erorii relative a răspunsului la frecvență.

Prima abordare utilizează următoarea reprezentare a modelului în termenii funcției de corelație:

$$\underline{R}_{yw}(\tau) = -\sum_{\nu=1}^{N} A_\nu \underline{R}_{yw}(\tau+\nu) + \sum_{\mu=0}^{M} B_\mu \underline{R}_{uw}(\tau+\mu) \tag{6}$$

Introducînd matricea Θ care conține parametrii necunoscuți ai modelului, ecuația (6) poate fi rescrisă sub forma:

$$\underline{R}_{yw}(\tau) = (-A_1 \mid -A_2 \mid \ldots \mid -A_N \mid B_0 \mid B_1 \mid \cdots \mid B_M) \begin{vmatrix} \underline{R}_{yw}(\tau+1) \\ \underline{R}_{yw}(\tau+N) \\ \underline{R}_{uw}(\tau) \\ \underline{R}_{uw}(\tau+M) \end{vmatrix} = \Theta R(\tau) \tag{7}$$

rezultînd următoarea expresie pentru matricea parametrilor sistemului:

$$\hat{\Theta} = \left\{ \sum_{\tau=-\tau_{max}}^{\tau_{max}} \underline{R}_{yw}(\tau) R^T(\tau) \right\} \left\{ \sum_{\tau=-\tau_{max}}^{\tau_{max}} R(\tau) R^T(\tau) \right\}^{-1} = \Lambda \Omega^{-1}$$

În condițiile ipotezelor menționate, $\hat{\Theta}$ este asimptotic nedeviată și se utilizează la calculul modelului neparametric de tip matrice răspuns în frecvență.

În cazul celei de a doua abordări, se determină ecuațiile căii drecte și de reacție ale sistemului, în domeniul frecvență:

$$\underline{\tilde{y}} = (I_n + G_s G_r)^{-1} G_s G_r \underline{\tilde{w}} + (I_q + G_s G_r) \underline{\tilde{v}}_s + (I_n + G_s G_r)^{-1} G_s \underline{\tilde{v}}_r \tag{8}$$

$$\underline{\tilde{u}} = (I_m + G_r G_s)^{-1} G_r \underline{\tilde{w}} - (I_m + G_r G_s) G_r \underline{\tilde{v}}_s + (I_m + G_r G_s)^{-1} \underline{\tilde{v}}_r \tag{9}$$

(pentru simplitatea scrierii s-a renunțat la argumentul $j\omega$), rezultînd următoarele expresii pentru matricele de densitate spectrală $\underline{S}_{wy}$ și $\underline{S}_{wu}$:

$$\underline{S}_{wy} = \underline{S}_{ww} G_r^T G_s^T ((I_n + G_s G_r)^{-1})^T \tag{10}$$

$$\underline{S}_{wu} = \underline{S}_{ww} G_n^T ((I_m + G_r G_s)^{-1})^T \tag{11}$$

Din ultimele ecuații se obține matricea de transfer a instalației, care poate fi evaluată pentru fiecare frecvență ω_l:

$$G_s^T = (\underline{S}_{wu})^{-1} \underline{S}_{wy} \tag{12}$$

Cele două abordări prezentate sînt complementare, algoritmii utilizați sînt simpli și pot fi implementați pe echipamente mici de calcul, iar preciziile de calcul ale celor două metode sînt comparabile.

În cazul identificării sistemelor complexe din datele de măsurare, determinarea modelelor se realizează adesea prin intermediul unor metode de estimare cunoscute, care nu descriu în mod corect relațiile cauzale; aceasta poate apare, de exemplu, datorită unei corelații puternice între variabilele de intrare. O posibilitate de depășire a acestor dificultăți constă în utilizarea unor metode de estimare a parametrilor cu restricții, de tipul celor prezentate în *lucrarea 14.1/E5*. Restricțiile asupra parametrilor au fost obținute din identificarea teoretică și sînt disponibile ca informație a priori.

Modelele utilizate sînt de tip funcții pondere și ecuații cu diferențe ce pot fi reprezentate într-o formă generală:

$$\underline{x} = \underline{\underline{M}}\,\underline{s} \tag{13}$$

unde $\underline{s}$ este vectorul parametrilor, iar $\underline{\underline{M}}$ este matricea valorilor măsurate.

Restricțiile asupra parametrilor pot fi lineare sau nelineare, explicite sau implicite. Natura acestor restricții depinde de:

— cunoașterea semnelor coeficienților;
— cunoașterea raportului dintre coeficienți;
— cunoașterea valorii combinației lineare a coeficienților;
— cunoașterea exactă a unor componente din $\underline{s}$;
— cunoașterea domeniului de variație a elementelor din $\underline{\hat{s}}$.

Tehnicile de estimare care iau în considerație aceste restricții necesită utilizarea multiplicatorilor Lagrange sau a unor proceduri de căutare. În fiecare dintre cazuri, baza metodelor o constituie criteriul de optimalitate de forma:

$$Q = \underline{e}^T\underline{e} = (\underline{x} - \underline{\hat{x}})^T(\underline{x} - \underline{\hat{x}}) \tag{14}$$

Principalele surse de informații, a priori, asupra sistemului care urmează să fie transformate în restricții constau în:

— analiza teoretică a procesului;
— analiza datelor primare;
— experiența anterioară.

De asemenea, pornind de la aceste surse se pot obține alte restricții, care pot rezulta de exemplu în urma analizei stabilității sistemului.

În cazul numai a unor restricții lineare egalitate (RLE) de forma:

$$\underline{V}\underline{s} = \underline{v} \tag{15}$$

problema de estimare poate fi formulată astfel:

$$\min\{Q(\hat{s}) = \underline{e}^T\underline{e} \mid \underline{V}\underline{\hat{s}} = \underline{v}\} \tag{16}$$

Pentru rezolvarea problemei (16) se utilizează metoda Lagrange, rezultînd:

$$\underline{\hat{s}}_{RLE} = \underline{\hat{s}}_{RD} + (\underline{M}^T\underline{M})^{-1}\underline{V}^T(\underline{V}(\underline{M}^T\underline{M})^{-1}\underline{V}^{-1})^{-1}(\underline{v} - \underline{V}\,\underline{\hat{s}}_{RD}) \tag{17}$$

cu

$$\underline{\hat{s}}_{RD} = (\underline{M}^T\underline{M})^{-1}\underline{M}^T\underline{x} \tag{18}$$

Metoda este condițional nedeviată, în sensul ecuației (19):

$$E\{\underline{\hat{s}}_{RLE} - \underline{s} \mid \underline{V}\underline{s} = \underline{v}\} = \underline{0} \tag{19}$$

iar matricea de convarianță satisface relația:

$$\mathrm{cov}\{\hat{s}_{RD}\{ \geqslant \mathrm{cov}\{\hat{s}_{RLE}\} \tag{20}$$

În cazul unor restricţii de tip inegalitate (RI), în condiţiile criteriului (14), problema de estimare se formulează astfel:

$$\min\{\,Q(\hat{\underline{s}})=\underline{e}^T\underline{e}\mid \hat{\underline{s}}\in \underline{S}\} \tag{21}$$

unde S reprezintă domeniul permis pentru $\hat{s}$.

Această problemă poate fi rezolvată numai printr-o tehnică de optimizare nelineară.

Teoretic, soluţia ecuaţiei (22) este condiţional nedeviată:

$$E\{\hat{\underline{s}}_{RI}-\underline{s}\mid \underline{s}\in \underline{S}\}=\underline{0} \tag{22}$$

Nedevierea valorilor estimate este influenţată de proprietăţile metodei de optimizare utilizate. Luarea în considerare a restricţiilor de tip inegalitate conduce la o diminuare a dispersiei coeficienţilor estimaţi, adică:

$$\mathrm{cov}\{\hat{\underline{s}}_{RI}\}\leqslant \mathrm{cov}\{\hat{\underline{s}}_{RD}\} \tag{23}$$

Procedura de estimare cu restricţii de tip egalitate şi inegalitate (REI) include cele două metode prezentate anterior, problema de estimare fiind formulată astfel:

$$\min\{\,Q(\hat{\underline{s}})=\underline{e}^T\underline{e}\mid \underline{V}\,\hat{\underline{s}}=\underline{v},\ \hat{\underline{s}}\in \underline{S}\} \tag{24}$$

Şi în această situaţie, soluţia este condiţional nedeviată:

$$E\{\hat{\underline{s}}_{REI}-\underline{s}\mid \underline{V}\,\underline{s}=\underline{v},\ \underline{s}\in \underline{S}\}=\underline{0} \tag{25}$$

Pentru matricea de covarianţă $\mathrm{cov}\,\hat{\underline{s}}_{REI}$, nu poate fi dată o expresie analitică; totuşi sînt evidente următoarele relaţii:

$$\mathrm{cov}\{\hat{\underline{s}}_{REI}\}\leqslant \mathrm{cov}\{\hat{\underline{s}}_{RLE}\}\leqslant \mathrm{cov}\{\hat{\underline{s}}_{RD}\} \tag{26}$$

$$\mathrm{cov}\{\hat{\underline{s}}_{REI}\}\leqslant \mathrm{cov}\{\hat{\underline{s}}_{RI}\}\leqslant \mathrm{cov}\{\hat{\underline{s}}_{RD}\}$$

În literatură, pentru rezolvarea problemelor (21), (24) se utilizează algoritmi de tip simplex modificaţi, care nu sînt universali aplicabili şi care se comportă bine numai pentru anumite tipuri de restricţii. În acest context, se poate utiliza procedura de căutare Rosenbrock împreună cu metoda funcţiilor de penalizare, care este universal aplicabilă. Ultima abordare se utilizează în cadrul exemplelor, studiate în simulare, şi aplicaţiilor practice prezentate în lucrare.

Lucrarea 14.1/E6 are ca obiect proprietăţile parţiale ale secvenţei M. Secvenţa M este o secvenţă pseudoaleatoare, larg utilizată în identificarea sistemelor de comandă, măsurarea timpilor morţi în sistemele în flux etc. Această secvenţă este considerată ca o bună secvenţă aleatoare, datorită proprietăţilor sale apropiate de cele ale unui semnal cu adevărat aleator. În mod obişnuit însă, se utilizează numai părţi din această secvenţă, care nu sînt destul de aleatoare.

Proprietăţile acestor secvenţe M parţiale, cunoscute sub denumirea de proprietăţile parţiale ale secvenţei, nu sînt încă suficient investigate, iar cunoaşterea acestora apare necesară într-o mulţime de situaţii ca, de exemplu, în generarea unor secvenţne pseudo-aleatoare.

Pentru studiul proprietăţilor acestor secvenţe, autorii introduc conceptul de fază a secvenţei M, denumită faza ciclotomică a secvenţei M, şi demonstrează teoretic că proprietăţile parţiale ale fazelor ciclotomice sînt similare cu cele ale altor faze. În urma investigării proprietăţilor parţiale, ca de exemplu a funcţiei de autocorelaţie la mai multe faze ale secvenţei, rezultă că proprietăţile parţiale la fazele ciclotomice $T/2^i$ (T=perioada) se aseamănă între ele, gradul de asemănare reducîndu-se pe măsură ce i creşte. Această proprietate sugerează un mod de utilizare a secvenţelor M ca surse de semnale aleatoare.

BIBLIOGRAFIE

Girsanov, I. V. (1960). On the transformation of a class of stochastic processes with the help of absolutely continuous change of measure. *Theory of Probability and its Applications*, 5, 314—330.

Huber, P. J. (1964). Robust estimation of a location parameter. *Ann. Math. Stat.*, *35*, 73.

Ljung, L. (1977). Analysis of recursive stochastic algoritms. *IEEE Trans. Autom. Control*, *22*, 551—572.

Ventzel, A. D. (1965). On the theory of conditional Markov processes. *Probability Theory and its Applications*, *10*, 390—393.

Baheti, R. S., R. R. Mohler și H. A. Spong (1980). Second order correlation method for bilinear system identification. *IEEE Trans. Autom. Control*, *25*, 1141—1146.

Ganti Prasada Rao (1983). A descentralized approach to parameter estimation in large interconnected system. *Internal Report ESR* — 8388, Ruhr — University Bochum.

Diekmann, K., Unbehauen, H. (1979). Recursive identification of MIMO Systems. *IFAC Symp. on Identification and System Parameter Estimation*, Darmstadt, 423—429.

Isermann, R. și V. Bauer (1974). Two — step process identification with correlation analysis and least squares parameter estimation. *Trans. ASME, J. Dynamic Syst., Meas. Contr.*, 426—432.

Mehra, R. K. (1971). On-line identification of linear dynamic systems with application to Kalman filtering, *IEEE Trans. Autom. Control*, *16*, 12—21.

Mesarovici, M. D. (1960). *The control of multivariable systems*, Wiley, New York.

Suen, L. C. și R. Liu (1978). Determination of the structure of multivariable stochastic linear systems, *IEEE Trans. Autom. Control*, *23*, 458—464.

(continuă de la pag. 132)

— „Minicalculatoarele INDEPENDENT și CORAL". Manual de utilizare din ciclul SERVICE pentru CALCULATOARE.

— „BASIC pentru începători, cu calculatorul personal" un manual practic din ciclul „CALCULATOARE PERSONALE ȘI PROGRAMAREA LOR".

— Ciclul „PROIECTAREA ASISTATĂ DE CALCULATOR" reprezentat prin articole de direcționare în domeniu și articole prezentate la o primă sesiune națională.

— Microcalculatoarele personale românești, Student-HC 80, PRAE (pentru acesta și limbajul său BASIC) și microcalculatorul profesional-personal românesc Felix PC, în prezentări sintetice — în premieră într-o carte.

În trimestrul IV 1985 apar și volumele AMC 52—53—54, cu ciclurile amintite, dar și cu automatizarea flexibilă, roboții, limbajul BASIC pentru WANG VS, ghidul analistului (continuare la AMC 45—46), jocuri de întreprindere.

SINTEZA SISTEMELOR AUTOMATE. SISTEME LINEARE, NELINEARE, DISTRIBUITE, DISCRETE, MULTIDIMENSIONALE, OPTIMALE. TEHNICI DE PROIECTARE

Dr. ing. *A. Varga*
Dr. ing. *V. Sima*
I.T.C.I.

SISTEME LINEARE MULTIVARIABILE

Vom face mai întîi o succintă trecere în revistă a problematicilor lucrărilor destinate aspectelor de proiectare ale sistemelor lineare multivariabile, prezentate în *secțiunile 14.2/A* și *14.2/B* ale congresului. Probleme de sinteză structurală a regulatoarelor multivariabile utilizînd tehnici în domeniul frecvență sînt discutate în lucrările [14.2/A1], [14.2/A2] și [14.2/B3]. Probleme legate de proiectarea regulatoarelor robuste pentru sisteme cu incertitudini în model, constituie obiectul lucrărilor [14.2/B1], [14.2/B5]. În lucrarea [14.2/A5], se prezintă unele rezultate privind stabilizarea sistemelor multivariabile cu reacție de la ieșire (cu sau fără compensator). Utilizarea reacției de la stare pentru alocarea formei Jordan a matricei de stare a sistemului în buclă închisă este subiectul lucrării [14.2/A3], iar [14.2/A4] este dedicată studierii condițiilor de existență a observerilor funcționali pentru sisteme cu intrări necunoscute. Lucrarea [14.2/A6] prezintă rezultate noi pentru decuplarea și alocarea polilor pentru sisteme singulare cu reacție proporțional-derivativă de la stare. Problema optimizării parametrice a sistemelor monovariabile cu timp mort cu criteriu integral pătratic este abordată în [14.2/B4]. În lucrarea [14.2/B2] se propune un algoritm eficient pentru factorizarea matricelor polinomiale. Sinteza analitică a unor legi de comandă nelineare este prezentată în lucrarea [14.2/B6]. În continuare vom prezenta aspectele esențiale ale lucrărilor amintite mai sus.

În *lucrarea 14.2/A1* se studiază problema generală a reducerii erorii de reglare-urmărire pentru un sistem linear multivariabil descris de ecuațiile

$$y(s) = -H(s)u(s) + G_1(s)e(s)$$
$$z(s) = P(s)u(s) + G_2(s)e(s)$$

în care y(s), z(s), u(s) și e(s) sînt transformatele (Laplace sau z) ale ieșirilor măsurate, ieșirilor reglate, intrărilor de comandă și intrărilor externe, respectiv. H(s), P(s), $G_1(s)$ și $G_2(s)$ sînt matrice de transfer raționale, proprii. Regulatorul este descris prin relația

$$u(s) = C(s)y(s)$$

unde C(s) este o matrice de transfer rațională proprie. Această matrice se determină astfel încît sistemul în buclă închisă să satisfacă următoarele cerințe:

1) să fie intern stabil;

2) să urmărească asimptotic semnalele de referință instabile conținute în e (trepte, rampe, sinusoide etc.);

3) să minimizeze efectele tranzitorii ale semnalelor stabile conținute în e asupra ieșirilor reglate.

În lucrare se propune o procedură în trei pași pentru rezolvarea problemei de sinteză:

1° Se calculează o parametrizare a regulatorului care asigură stabilitatea internă a sistemului în buclă închisă.

2° Pe baza rezultatului de la punctul anterior, se calculează o parametrizare a problemei generale de reglare. Se obține o relație între e și z de forma

$$z(s)=F(s)\,e(s)$$

în care F(s) este o matrice de transfer rațională care se poate exprima în termenii unor parametri liberi.

3° Se determină parametri liberi din F(s) astfel încît să se minimizeze

$$\|F\|_\infty = \sup_{\omega\in\Omega} \bar{\sigma}[F(j\omega)]$$

în care $\bar{\sigma}(A)$ reprezintă valoarea singulară maximă a lui A, iar Ω este domeniul semnificativ de valori ale frecvențelor pentru sistem.

În lucrare se schițează o procedură pentru efectuarea minimizării de mai sus, aplicabilă și în cazul unor poli și/sau zerouri instabile multiple. Abordarea prezentată constituie o cale nouă pentru proiectarea sistemelor de reglare multivariabile.

În *lucrarea 14.2/A2* se consideră problema compensării sistemelor multivariabile utilizînd structura de comandă din fig. 1, unde P(s) este matricea de transfer a instalației, iar G(s) și H(s) sînt matricele de transfer ale compensatoarelor de pe calea directă și de pe reacție, respectiv. Vom nota cu {G, H; P} această structură de compensare.

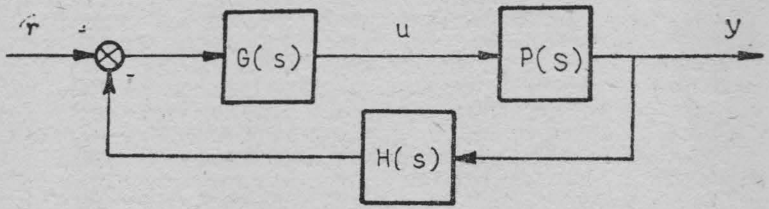


Fig. 1. Structura de comandă.

Matricea de transfer a sistemului în buclă închisă între referințele r și ieșirile y este dată de

$$T=PM$$

unde

$$M=(I+GHP)^{-1}G$$

Se observă că T caracterizează răspunsul y=Tr dintre referințe și ieșiri, iar M caracterizează răspunsul u=Mr dintre referințe și comenzi. Problema de sinteză care se pune este: să se aleagă T și M convenabil, care să satisfacă suplimentar și relația T=PM, și să se determine elementele G și H ale structurii de compensare care realizează perechea (T, M). Trebuie remarcat că structura {G, H; P} reprezintă o generalizare a structurii cu reacție unitară {G, I; P} și apare în mod natural dacă H nu este complet liber ci are o parte fixă H_f și o parte liberă H_1 astfel încît

$$H=H_1H_f$$

H_f este matricea de transfer a senzorilor.

În lucrare se stabilesc condițiile necesare și suficiente pentru realizarea unei perechi (T, M) cu o structură de compensare {G, H; P} astfel încît sistemul în buclă închisă să fie intern stabil. Se arată că pentru o clasă largă de perechi (T, M) acest

lucru se poate realiza astfel încît H să rezulte stabilă. Procedura de obținere a lui G și H, propusă în lucrare, are două etape. Mai întîi se determină o structură $\{GH, I; P\}$ cu reacție unitară astfel încît să se realizeze proprietățile de stabilitate, ca și alte proprietăți de reacție (de exemplu robustețea stabilității), ignorîndu-se restricțiile asupra răspunsurilor. În etapa a doua, G și H, cu H stabil, se obțin astfel încît să realizeze perechea (T, M) dorită. Ca un exemplu, se studiază o structură de compensare cu reacție de la stare și observer.

În *lucrarea 14.2/A3* se consideră un sistem linear constant descris de ecuațiile de stare

$$\dot{x}=Ax+Bu$$

unde x și u sînt vectorii de stare și respectiv, de comandă și se studiază problema alocării formei Jordan a matricei de stare $A+BF$ a sistemului în buclă închisă utilizînd legea de reglare de la stare

$$u=Fx$$

Fie L o matrice pătrată arbitrară. Definim

$$\mathcal{F}(A, B, L)=\{F: A+BF \text{ este similar cu } L\}$$

Dacă L are o structură Jordan dorită, atunci $\mathcal{F}(A, B, L)$ reprezintă mulțimea tuturor matricelor de reacție F care realizează această formă Jordan. Dacă $F\in\mathcal{F}(A. B, L)$, atunci există o matrice nesingulară Z astfel încît

$$A+BF=ZLZ^{-1}$$

sau echivalent

$$AZ-ZL+BH=0$$

unde $H=FZ$. Invers, dacă există H astfel încît ecuația matriceală de mai sus să aibă o soluție Z nesingulară, atunci se poate verifica imediat că $F=Hz^{-1}\in\mathcal{F}(A, B, L)$.

În lucrare se deduce o parametrizare explicită a mulțimii $\mathcal{F}(A, B, L)$ printr-un număr minim de parametri. Această parametrizare permite utilizarea unor tehnici de optimizare pentru determinarea valorilor optime ale parametrilor liberi.

Parametrizarea mulțimii $\mathcal{F}(A, B, L)$, prin punerea în evidență a parametrilor liberi $\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_p$ grupați într-un vector α, permite determinarea numerică a matricei $F(\alpha)$ utilizînd următoarea procedură de calcul:

1° Se alege L în forma Jordan reală

2° Se determină matricea parametrică
$H(\alpha)$ corespunzătoare lui L

3° Se alege $\alpha\in R^p$

4° Se rezolvă
$AZ(\alpha)-Z(\alpha)L+BH(\alpha)=0$

5° Se calculează
$F(\alpha)=H(\alpha)Z^{-1}(\alpha)$

Alegerea parametrilor liberi la pasul 3° poate fi făcută din considerente de optimalitate. De exemplu. se poate avea în vedere minimizarea normei matricei de reacție F ce alocă L. Dacă se utilizează o procedură iterativă de minimizare (de exemplu, o metodă de gradient), atunci etapele 3°—5° se vor parcurge repetat, iar valorile pentru α se actualizează de fiecare dată în conformitate cu procedura de minimizare utilizată. Pentru efectuarea calculelor la etapele 4° și 5° se pot utiliza metode numerice standard ale algebrei lineare.

În *lucrarea 14.2/A4* se consideră problema observerului funcțional pentru sisteme cu intrări necunoscute. Fie sistemul linear constant

$$\lambda x=Ax+Bu$$

$$y=Cx+Du$$

unde x, u şi y sînt vectorii de stare, de intrare şi de ieşire, respectiv, iar λ este operatorul diferenţial d/dt pentru un sistem continuu sau operatorul de anticipare $\lambda x(t)=x(t+1)$ în cazul unui sistem discret. Funcţia vectorială care se estimează este dată de

$$z=Ex+Fu$$

Problema care se pune este următotarea: în ipoteza că intrarea u este complet necunoscută, să se determine un observer stabil de tip Luenberger, descris de ecuaţiile

$$\lambda v=Hv+Ly$$

$$w=Mv+Ny$$

care estimează funcţia vectorială z. Cu alte cuvinte vom avea $(z-w)\rightarrow 0$ pentru $t\rightarrow\infty$. Acest observer este denumit *observer funcţional tare.*

În lucrare se deduc condiţiile necesare şi suficiente pentru existenţa unui observer funcţional tare. Se determină de asemenea clasa tuturor funcţiilor vectoriale lineare în x şi u pentru care se pot construi observeri funcţionali. Pentru proiectare, se pot utiliza expresiile explicite deduse în lucrare pentru matricele observerului.

În *lucrarea 14.2/A5* se consideră problema stabilizării sistemelor lineare multivariabile cu reacţie structurală de la stare. Fie sistemul

$$\dot{x}=Ax+Bu \tag{1}$$

$$y=Cx$$

în care $x\in R^n$, $u\in R^m$ şi $v\in R^p$ sînt vectorii de stare, de comandă şi de ieşire, respectiv. Vom presupune că fiecare intrare u_i, $i=1, \ldots, m$ este generată de un compensator descris de ecuaţiile

$$\dot{z}_i=S_iz_i+R_iy$$

$$u_i=Q_iz_i+K_iy$$

unde $z_i\in R^{n_i}$ este vectorul de stare al compensatorului $n_i\geqslant 0$. Reunind ecuaţiile de mai sus, obţinem compensatorul

$$\dot{z}=Sz+Ry \tag{2}$$

$$u=Qz+Ky$$

în care $z=[z_1^T, \ldots, z_m^T]^T$ este vectorul de stare al compensatorului, iar matricele S, Q, R şi K rezultă sub forma

$$S=\text{bloc-diag}\,(S_1, \ldots, S_m)$$

$$Q=\text{bloc-diag}\,(Q_1, \ldots, Q_m)$$

$$R=\begin{bmatrix} R_1 \\ \vdots \\ R_m \end{bmatrix} \quad K=\begin{bmatrix} K_1 \\ \vdots \\ K_m \end{bmatrix}$$

Se poate observa că prin fixarea elementelor nule ale matricelor K_i şi R_i, $i=1, \ldots, m$ şi a dimensiunilor n_i ale compensatoarelor, se defineşte informaţia structurală de comandă (ISC). Într-adevăr, putem obţine diferite tipuri de structuri de comandă (centralizată, descentralizată etc.) prin fixarea structurii matricelor K şi R. Vom presupune că elementelor nule în K_i corespund coloane nule în R_i. În acest fel, ISC este conţinută în structura de zerouri şi elemente nenule din K.

Vom nota cu K* o matrice structurală cu elemente nenule nedeterminate şi cu o structură de zerouri fixată. Vom scrie $K \in K^*$, dacă K este o realizare a lui K* obţinută prin asignarea unor valori numerice elementelor lui K*. Sistemul (1) este *stabilizabil* cu ISC K* dacă există un compensator (2) astfel încît sistemul în buclă închisă

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A+BKC & BQ \\ RC & S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ z \end{bmatrix} \tag{3}$$

să fie stabil. Sistemul (1) este *alocabil* cu ISC K* dacă există un compensator (2) astfel încît polii sistemului în buclă închisă (3) să poată fi arbitrar alocaţi. Pentru un sistem dat (1), se poate pune problema găsirii ISC K* cu număr minim de elemente nenule care să asigure stabilitatea sau alocabilitatea sistemului. O astfel de ISC poartă numele de *informaţie structurală de comandă economică* (ISCE).

În lucrare se arată că sistemul (1) este stabilizabil (alocabil) cu reacţie de la ieşire pentru o ISC K* dată, dacă şi numai dacă toate modurile fixe ale sistemului (1) pentru K* sînt stabile (dacă şi numai dacă sistemul (1) nu are moduri fixe pentru K*). Modurile fixe pentru K* dată se definesc ca fiind mulţimea

$$\mathcal{F} = \bigcap_{K \in K^*} \sigma(A+BKC)$$

unde $\sigma(\cdot)$ denotă spectrul unei matrice. Se prezintă o caracterizare a modurilor fixe ale sistemului pentru K* dată. Această caracterizare evidenţiază explicit relaţia care există între ISC, modurile fixe şi zerourile de transmisie ale sistemului, şi poate fi utilizată pentru determinarea modurilor fixe dacă ele există sau pentru arătarea inexistenţei acestora. Un algoritm conceptual pentru găsirea ISCE a reacţiei de la ieşire K* pentru stabilizarea sau alocarea polilor sistemului este de asemenea furnizat.

În *lucrarea 14.2/A6* se studiază problema decuplării sistemelor singulare cu reacţie proporţional-derivativă (PD). Sistemul luat în consideraţie este descris de ecuaţiile

$$K\dot{x} = Ax + Bu; \quad y = Cx \tag{4}$$

unde matricele K, A, B, C sînt constante, iar matricea pătrată K este singulară. Această descriere poartă denumirea de model de stare generalizat sau sistem de tip descriptor sau sistem singular. În mod uzual se presupune că fasciculul $\mu K+A$ este regular, adică există μ astfel încît $\det(\mu K+A)$ nu este nul.

Pentru rezolvarea problemei decuplării se consideră sistemul derivat

$$\hat{K}\dot{z} = z + \hat{B}\hat{u}; \quad \hat{y} = Cz \tag{5}$$

unde $\hat{K} = (\mu K+A)^{-1}K$, $\hat{B} = (\mu K+A)^{-1}B$, $\hat{u} = u \exp(\mu t)$, $\hat{y} = y \exp(\mu t)$, iar μ se alege astfel încît $\mu K+A$ să fie nesingulară. Între matricele de transfer H(s) şi $\hat{H}(s)$ ale celor două sisteme

$$H(s) = C(sK - A)^{-1}B; \quad \hat{H}(s) = C(s\hat{K} - I)^{-1}\hat{B}$$

există relaţia

$$\hat{H}(s+\mu) = H(s) \tag{6}$$

deci sistemul al doilea reprezintă o translatare în frecvenţă a primului sistem cu μ. Problema considerată în lucrare este următoarea: utilizînd o lege de comandă de forma

$$\hat{u} = -\hat{F}\dot{z} + \hat{G}v$$

unde $\hat{F}$ şi $\hat{G}$ sînt matrice constante, iar v este noul vector de comandă, să se găsească condiţiile necesare şi suficiente pentru existenţa unei perechi $(\hat{F}, \hat{G})$ astfel

încît sistemul (5) să aibă toate canalele intrare-ieşire decuplate, deci matricea de transfer a sistemului în buclă închisă

$$(\hat{K}+\hat{B}\hat{F})\dot{z}=z+\hat{B}\hat{G}v;\quad \hat{y}=Cz$$

să fie diagonală şi nesingulară. Se demonstrează că dacă $(\hat{F}, \hat{G})$ decuplează sistemul (5), atunci legea de comandă PD

$$u=-\mu\hat{F}x-\hat{F}\dot{x}+\hat{G}w$$

decuplează sistemul iniţial.

Condiţiile necesare şi suficiente deduse în lucrare pentru existenţa unei perechi $(\hat{F}, \hat{G})$ care decuplează sistemul (4) rezultă în termenii nesingularităţii unei matrice B^*. Această matrice are o semnificaţie analoagă ca în cazul modelelor de stare standard. Pentru un sistem dat care satisface aceste condiţii, în lucrare se dă caracterizarea clasei tuturor matricelor de reacţie ce asigură decuplarea sistemului. Această clasă este utilizată pentru determinarea numărului de poli şi zerouri ai sistemului în buclă închisă, decuplat, care se pot specifica arbitrar şi se propune o procedură de sinteză pentru realizarea configuraţiilor dorite de poli-zerouri.

Lucrarea 14.2/B1 tratează trei probleme distincte, însă înrudite, în contextul proiectării regulatoarelor de stabilizare pentru sisteme lineare multivariabile cunoscute imprecis. Pentru formularea acestor probleme, se presupune că instalaţia cunoscută imprecis care trebuie stabilizată este modelată nominal printr-o matrice de transfer raţională P_0, instalaţia reală nu este cu necesitate descrisă de P_0, ci este conţinută într-un anumit „domeniu de incertitudine" care conţine P_0. Cele trei probleme diferă prin modul de reprezentare a acestui domeniu.

În prima problemă, se presupune că instalaţia reală P are acelaşi număr de poli în semiplanul drept (PSD) ca şi P_0, deşi nu neapărat în aceleaşi locaţii. În cazul *incertitudinilor aditive*, se presupune că P satisface

$$\|P(j\omega)-P_0(j\omega)\| < |r(j\omega)|,\ \forall\,\omega \tag{1}$$

unde r este o funcţie raţională stabilă specificată în prealabil. În cazul *incertitudinilor multiplicative*, se presupune că P satisface

$$P(s)=(I+L(s))\,P_0(s)$$

unde

$$\|L(j\omega)\| < |r(j\omega)|,\ \forall\,\omega \tag{2}$$

Fie $A(P_0, r)$ (resp. $M(P_0, r)$) notaţia pentru clasa tuturor instalaţiilor P care au acelaşi număr de PSD ca şi P_0 şi satisfac relaţia (1) (respectiv (2)). În lucrare se stabilesc condiţiile necesare şi suficiente pentru existenţa regulatoarelor de stabilizare robustă în cazurile $A(P_0, r)$ şi $M(P_0, r)$.

În problema a doua, spre deosebire de prima, se presupune că numărul de PSD al insalaţiei nu este cunoscut cu exactitate. Tipul incertitudinii în descrierea instalaţiei se numeşte *incertitudinea „factorului-stabil"* şi poate fi descrisă în modul următor: fie factorizarea coprimă la dreapta a instalaţiei nominale $P_0(s)= =N_0(s)[D_0(s)]^{-1}$, unde N_0, D_0 sînt matrice raţionale stabile coprime la dreapta; notăm cu $S(N_0, D_0, r)$ clasa tuturor instalaţiilor P care satisfac $P(s)=N(s)[D(s)]^{-1}$ cu N, D matrici raţionale stabile astfel încît

$$\left\|\begin{bmatrix} N-N_0 \\ D-D_0 \end{bmatrix}\right\| < |r(s)|,\ \forall s \text{ cu } \mathrm{Re}(s) \geqslant 0 \tag{3}$$

unde r este o funcţie raţională stabilă specificată.

În problema a treia, incertitudinea în modelul instalaţiei este o sferă centrată în P_0. Astfel, se presupune că despre instalaţia reală se ştie doar că se găseşte la o distanţă cel mult egală cu r de instalaţie nominală P_0, unde r este un număr real pozitiv.În acest caz, domeniul de incertitudine este

$$B(P_0, r)=\{P : d(P, P_0) < r\} \tag{4}$$

unde d este distanţa în metrica utilizată.

Acest model de incertitudine are avantajul că P nu are neapărat acelaşi număr de PSD ca P_0, iar pe de altă parte $B(P_0, r)$ depinde numai de P_0 şi r şi nu de vreo factorizare particulară a lui P_0.

În lucrare se prezintă condiţii necesare şi suficiente pentru existenţa regulatoarelor de stabilizare robustă pentru clasele $A(P_0, r)$, $M(P_0, r)$ şi $S(N_0, D_0, r)$. Pentru clasa $B(P_0, r)$, se dau condiţii suficiente pentru ca un regulator să stabilizeze toate instalaţiile conţinute într-o clasă fixată. Aceste condiţii sînt extinse şi pentru cazul cînd atît instalaţia, cît şi regulatorul sînt perturbate.

În *lucrarea 14.2/B2* se prezintă un algoritm pentru factorizarea spectrală a matricelor polinomiale sau raţionale. Factorizarea spectrală, ca mijloc matematic, a fost introdusă de Wiener în 1949 pentru obţinerea în domeniul frecvenţă a soluţiilor problemelor de filtrare optimală. Această tehnică de calcul şi-a găsit între timp numeroase aplicaţii în domeniile conducerii optimale, în teoria sistemelor şi teoria reţelelor electrice. În forma sa matriceală, factorizarea spectrală furnizează o soluţie pentru sinteza circuitelor lineare multi-port, filtrarea şi predicţia proceselor multivariate perturbate de zgomot aditiv, reconstrucţia stării sistemelor lineare din măsurări incomplete şi alterate de zgomot, şi sinteza regulatoarelor optimale pentru sisteme lineare cu criteriu pătratic.

În contextul problemelor continue în timp, avem dată o matrice polinomială reală B(s) de dimensiune nxn în variabilă complexă $s+\sigma+j\omega$ satisfăcînd condiţiile de simetrie şi pozitivitate

$$B^T(-s)=B(s)$$

$$B(j\omega) > 0 \forall \omega$$

Se cere să se determine o matrice polinomială reală A(s) de forma nxn, care satisface condiţiile

$$B(s)=A^T(-s)A(s)$$

$$\det A(s) \neq 0, \text{ pentru } Re(s) \geq 0.$$

În mod similar, pentru sistemele discrete în timp, avem dată matricea polinomială reală B(d) de forma nxn în variabila complexă $d=\rho e^{i\theta}$, care se poate exprima în termenii a două matrice polinomiale B_s şi B_d ca

$$B(d)=B_s(d^{-1})+B_d(d)$$

Se presupune că B(d) satisface condiţiile de simetrie şi pozitivitate

$$B^T(d^{-1})=B(d)$$

$$B(e^{j\theta}) \geq 0, \ \theta \text{ real}, \ -\pi < \theta < \pi$$

Se cere să se găsească o matrice polinomială reală A de forma nxn astfel încît

$$B(d)=A^T(d^{-1})\ A(d)$$

$$\det A(d) \neq 0, \ |d| \leq 1$$

Trebuie precizat că factorii spectrali A(s) şi A(d) există şi sînt unici pînă la multiplicarea la stînga cu matrice ortogonale arbitrare constante. Dintre metodele de rezolvare cunoscute menţionăm: metoda extragerii simetrice, aplicabilă în cazul cînd rădăcinile lui detB sînt cunoscute; metodele iterative bazate pe rezolvarea unei ecuaţii Riccati; efectuarea unei factorizări triunghiulare a unor matrice Teoplitz, cunoscută ca metoda Bauer, avînd convergenţă lineară; sau metoda Newton cu convergenţă pătratică.

În lucrare se propune un nou algoritm bazat pe metoda Newton, care — în comparaţie cu metodele cunoscute — este mult mai eficient. Această eficienţă rezultă prin exploatarea completă a structurii ecuaţiilor care se rezolvă la fiecare

iterație. Metoda construiește o secvență de matrice A_k, $k \geqslant 0$ care converge către soluția finală A. Iterațiile Newton au forma

$$A_k^* \cdot A_{k+1} + A_{k+1}^* \cdot A_k = B + A_k^* \cdot A_k$$

care se poate rescrie sub forma unei ecuații lineare matriceale în necunoscuta X_k

$$A_k^* \cdot X_k + X_k^* \cdot A_k = 2B$$

iar A_{k+1} rezultă ca

$$A_{k+1} = \frac{1}{2}(A_k + X_k)$$

Pentru implementarea robustă pe calculator a acestui algoritm, rămîn de rezolvat unele probleme legate de folosirea strategiilor de pivotare în triangularizarea matricelor polinomiale. În ecuațiile de mai sus am notat $A^*(s) = A^T(s)$ în cazul continuu și $A^*(d) = A^T(d^{-1})$ în cazul discret.

În *lucrarea 14.2/B3* se rezolvă problema realizării unei matrice de transfer dorite $H_d(s)$ între intrările exterioare și ieșirile reglate ale unui sistem linear multivariabil. Sistemul se consideră descris de ecuațiile în transformate

$$\begin{bmatrix} y_c(s) \\ y_m(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G(s) & H(s) \\ M(s) & N(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c(s) \\ u_r(s) \end{bmatrix}$$

unde u_r este vectorul semnalelor exterioare (referințe și perturbații), y_c este vectorul ieșirilor reglate, u_c este vectorul intrărilor de comandă, iar y_m este vectorul ieșirilor măsurate. G(s), H(s), M(s) și N(s) sînt matrice de transfer raționale proprii. Compensatorul este descris de

$$u_c(s) = C(s)\, y_m(s)$$

Matricea de transfer T(s) între u_r și y_c se obține ca fiind

$$T(s) = G(s)\, C(s)\, [I - M(s)\, C(s)]^{-1}\, N(s) + H(s)$$

Problema de comandă se formulează astfel: Date fiind G(s), H(s), M(s), N(s) și $H_d(s)$, să se găsească compensatorul descris de matricea rațională proprie C(s) astfel încît:

1) sistemul în buclă închisă este stabil;
2) $T(s) = H_d(s)$

Trebuie remarcat că această formulare a problemei de comandă diferă de formularea uzuală a problemei de reglare cu stabilizare internă prin aceea că se impun prin intermediul lui H(s) condiții nu numai asupra caracteristicilor în regim staționar, dar și în regim tranzitoriu.

În lucrare, problema formulată este rezolvată atît în descrierea sistemului prin matrice de transfer, cît și în descrierea prin ecuații de stare. Rezolvarea prin matrice de transfer caracterizează $\bar{H}_d(s)$, clasa matricelor de transfer admisibile pentru un sistem dat. Se furnizează și o caracterizare constructivă a clasei tuturor compensatoarelor care realizează un $H_d(s) \in \bar{H}_d(s)$. Problema care rămîne nerezolvată este găsirea unui algoritm numeric, eficient, și a unei parametrizări convenabile pentru generarea tuturor soluțiilor stabile X(s) ale unei ecuații de forma A(s) X(s) B(s) = C(s).

În formularea bazată pe descrierea de stare se utilizează sistemul modificat

$$\begin{bmatrix} \bar{y}_c(s) \\ y_m(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G(s) & H(s) - H_d(s) \\ M(s) & N(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c(s) \\ u_r(s) \end{bmatrix}$$

a cărui realizare de stare este de forma

$$\dot{x} = Ax + B_c u_c + B_r u_r$$

$$\bar{y}_c = C'_c x + D_c u_c + E_c u_r$$

$$y_m = C'_m x + E_m u_r$$

Compensatorul se consideră de forma

$$\dot{z} = Fz + Gy_m$$

$$u_c = Lz + Ry_m$$

În această formulare, problema de comandă formulată mai înainte este echivalentă cu problema găsirii compensatorului care anulează matricea de transfer între u_r și y_c. Această problemă este cunoscută sub numele de *problema rejecției perturbațiilor*. Spre deosebire de lucrări anterioare care au tratat numai cazul sistemelor strict proprii ($D_c=0$, $E_c=0$, $E_m=0$), în lucrarea prezentată se rezolvă problema generalizată de rejecție a perturbațiilor pentru cazul cînd sistemul poate fi propriu. Lucrarea consideră și problema robusteții în cazul unor variații parametrice în modelul instalației și prezintă cîteva rezultate privind existența compensatorului.

În *lucrarea 14.2/B4* se evaluează analitic integrala pătratului ieșirii unui sistem monovariabil cu timp mort, comandat de un regulator cu o funcție de transfer arbitrară. Se consideră sistemul descris de relația

$$y(s) = G(s)\ u(s)$$

unde y(s) și u(s) sînt transformatele Laplace ale ieșirii și intrării sistemului, iar G(s) este o funcție de transfer de forma

$$G(s) = G_0(s)\, e^{-\tau s}$$

în care $\tau > 0$ este timpul mort, iar $G_0(s)$ este o funcție rațională de forma

$$G_0(s) = \frac{L(s)}{M(s)} = \frac{b_{n-1}s^{n-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{a_n\, s^n + \cdots + a_1 s + a_0}$$

Regulatorul este descris de relația

$$u(s) = G_R(s)\ e(s)$$

unde e este eroarea de reglare

$$e = y_{ref} - y$$

dintre referință și ieșire, iar $G_R(s)$ este o funcție de transfer rațională de forma

$$G_R(s) = \frac{R(s)}{N(s)} = \frac{d_r s^r + \cdots + d_0}{c_{r-1}s^{r-1} + \cdots + c_0}$$

Se presupun satisfăcute condițiile

$$\text{grad } L(s) < \text{grad } M(s)$$

$$\text{grad } R(s) \leqslant \text{grad } N(s) + 1$$

În lucrare se evaluează integrala

$$I_2 = \int_0^\infty y_p^2(t)\ dt$$

unde y_p este componenta tranzitorie a ieșirii y pentru semnale de referință și perturbație de tip treaptă. Expresia analitică rezultată este foarte complicată și necesită o serie de calcule suplimentare cum sînt aflarea rădăcinilor unor polinoame, evaluarea valorilor și derivatelor unor expresii cu mai multe polinoame etc. Se prezintă expresia lui I_2 pentru cazul unui proces de forma

$$G(s)=\frac{k_0 e^{-\tau s}}{1+Ts}$$

și a unui regulator PID

$$G_R(s)=k_r+T_d s+\frac{1}{T_i s}$$

Expresia rezultată se poate particulariza pentru cazul regulatoarelor P, PI, PD. În general, dacă p_i, $i=1, \ldots, k$ sînt parametrii regulatorului, atunci din condițiile necesare de minim pentru I_2

$$\frac{\partial I_2}{\partial p_i}=0, \quad i=1, \ldots, k$$

rezultă parametri optimali pentru acordarea regulatorului. Ținînd cont de complexitatea expresiei lui I_2 se impune utilizarea procedurilor numerice de minimizare pentru $k \geqslant 2$.

Lucrarea 14.2/B5 propune o abordare generalizatoare pentru proiectarea regulatoarelor multivariabile robuste. Metoda de abordare este aplicabilă atît la proiectarea în domeniul timp cît și în domeniul frecvență. Esența metodei constă dintr-o nouă formulare pentru descrierea incertitudinilor care intervin în modelul matematic al unui sistem utilizînd așa-numitele sisteme de comparație. Aceste sisteme au proprietatea că mărginesc răspunsurile în timp sau în frecvență ale unui subsistem care descrie incertitudinile de modelare.

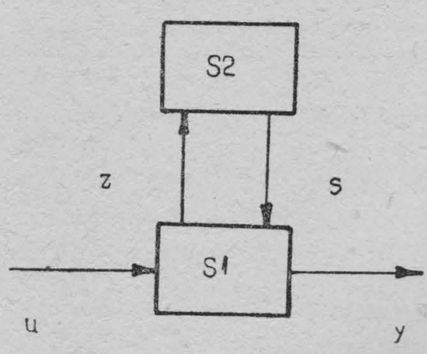


Fig. 2. Modelul instalației.

Se presupune că sistemul original S este format din două subsisteme S_1 și S_2 ca în fig. 2. Sistemul S_1 este complet cunoscut și este descris de ecuațiile cu operatori

$$\begin{aligned} y&=S_{yu}u+S_{ys}s \\ z&=S_{zu}u+S_{zs}s \end{aligned} \tag{6}$$

unde u, y, s şi z sînt vectorii intrărilor de comandă, ieşirilor comandate, intrărilor de interconexiune şi ieşirilor de interconexiune. Sistemul S_2 descrie proprietăţile incomplet cunoscute ale sistemului S, care se vor neglija în proiectare. Se presupune că există un sistem auxiliar

$$r=Vw \tag{7}$$

care are proprietatea că majorează comportarea intrare-ieşire al lui S_2, în sensul că

$$r=V|z| \geqslant |s| \tag{8}$$

unde $|\cdot|$ denotă un vector avînd ca elemente, valorile absolute ale componentelor sale. Sistemul linear (7), pentru care inegalitatea (8) are loc pentru orice intrare z, se numeşte *sistem de comparaţie*. Ecuaţiile (6), (8) descriu o clasă de modele în care incertitudinile sînt mărginite, dar necunoscute.

Pentru sistemul (6) se proiectează un regulator ce asigură: (a) stabilitatea internă în buclă închisă; (b) reglarea asimptotică pentru o clasă de semnale externe, v; (c) comportare dinamică dorită; şi (d) robusteţea proprietăţilor (a), (b) şi (c) în prezenţa incertitudinilor de modelare. Dacă regulatorul este descris de legea

$$u=S_{ry}y+S_{rv}v \tag{9}$$

atunci ecuaţiile sistemului în buclă închisă se pot pune în forma

$$\begin{aligned} y&=\overline{S}_{yv}v+\overline{S}_{ys}s \\ z&=\overline{S}_{zv}v+\overline{S}_{zs}s \end{aligned} \tag{10}$$

Pentru s=0, rezultă comportarea aproximativă a sistemului

$$\mathring{y}=\overline{S}_{yv}v \tag{11}$$

Ecuaţiile (10) şi (11) dau

$$\begin{aligned} y-\mathring{y}&=\overline{S}_{ys}s \\ z&=\overline{S}_{zv}v+\overline{S}_{zs}s \end{aligned} \tag{12}$$

unde $y-\mathring{y}$ este eroarea de aproximaţie.

Considerînd sistemul (12) ca sistem original, se poate construi sistemul de comparaţie

$$r_y=V_{ys}|s| \geqslant |y-\mathring{y}| \tag{13}$$

$$r_z=V_{zv}|v| + V_{zs}|s| \geqslant |z|$$

Utilizînd (8), rezultă

$$|y-\mathring{y}| \leqslant V_{ys}V(I-V_{zs}V)^{-1}V_{zv}|v| \tag{14}$$

Ecuaţiile (11) şi (14) descriu o înfăşurătoare a traiectoriei sistemului original în buclă închisă. Forma benzii rezultate este determinată de aproximarea $\mathring{y}$, iar lărgirea benzii este determinată de (14). În lucrare se stabileşte că sistemul în buclă închisă (6), (9) este stabil în sensul intrare-ieşire dacă toţi operatorii din ecuaţiile (7), (11) şi (13) sînt mărginiţi şi dacă are loc inegalitatea

$$\rho(V_{zs}V) < 1 \tag{15}$$

unde $\rho(\cdot)$ este raza spectrală a unui operator.

În continuare, relaţiile (13), (14) şi (15) sînt explicitate atît în domeniul frecvenţă, cît şi în domeniul timp. Se arată că o serie de abordări ale sintezei sistemelor robuste rezultă ca specializări ale formulării prin relaţiile de mai sus. Se scot

astfel în evidență similarități metodologice între numeroase abordări considerate distincte (în domeniul timp, în domeniul frecvență, continuu, discret).

În *lucrarea 14.2/B6* se discută aspecte legate de sinteza legilor de reglare optimale și adaptive pentru sisteme cu o intrare utilizînd metode analitice. Sistemul este descris de ecuația

$$\dot{x}=Ax+bu \tag{16}$$

unde $x \in R^n$ este de vectorul de stare, iar u este comanda. De multe ori u este dat de o lege de comandă nelineară

$$u=F(y) \tag{17}$$

unde y este o combinație lineară a stărilor

$$y=c^T x \tag{18}$$

Dacă perechea (A, b) este controlabilă și A are valori proprii distincte s_i, $i=1, \ldots, n$ atunci există o transformare $z=Tx$ astfel încît sistemul (16) se sparge în n sisteme simple

$$\dot{z}_k=s_k z_k+F(y) \tag{19}$$

iar

$$y=e^T z \tag{20}$$

unde

$$e=Tc \tag{21}$$

Dacă legea de reglare minimizează funcția pătratică

$$V=x^T Mx \tag{22}$$

cu restricția

$$|u| \leqslant 1$$

atunci funcția F(y) este nelineară de tip releu

$$F(y)=\begin{cases} -1, & y>0 \\ +1, & y<0 \end{cases}$$

iar c din (18) este dat de

$$c=2Mb \tag{23}$$

Problema care se pune este alegerea matricei M astfel încît să fie satisfăcute o serie de cerințe calitative și cantitative impuse variabilelor individuale de stare x_i, $i=1, \ldots, n$. Dacă considerăm elementele matricei simetrice M, $\{m_{ij}, i=1, \ldots, n, j=1, \ldots, i\}$ puncte într-un spațiu de parametri, atunci condițiile de pozitivitate ale lui Sylvester determină o zonă admisibilă $\tilde{M}$ în acest spațiu. La rîndul său M determină prin (23) o zonă admisiblă $\tilde{C}$ a coeficienților $\{c_i, i=1, \ldots, n\}$, iar datorită (21) rezultă o zonă similară $\tilde{E}$ pentru coeficienții $\{e_i, i=1, \ldots, n\}$ din (20).

În lucrare se arată cum prin considerarea unor hiperplane bidimensionale în spațiul parametrilor e_i, $i=1, \ldots, n$, sistemul (19) se poate studia prin intermediul sistemelor de forma:

$$\dot{z}_k=s_k z_k+F(y), \quad y=e_q z_q+e_r z_r$$

care se pot studia analitic sau prin integrarea numerică. După determinarea funcțiilor $z_k(t)$, $k \neq q$, $k \neq r$, se determină traiectoriile $x_i(t)$ din transformarea inversă $x=T^{-1}z$. Alegerea coeficienților funcționalei poate avea în vedere și alte criterii

de calitate. De exemplu, în locul releului ideal F(y), se poate utiliza o caracteristică $F^*(y)$ cu histerezis, zonă de insensibilitate etc.

Alte două cazuri, o problemă de optimizare cu criteriu integral și o problemă de conducere modală adaptivă, sînt discutate în maniera anterioară.

SISTEME DISTRIBUITE, DISCRETE ȘI MULTIDIMENSIONALE

Această secțiune conține lucrări cu caracter teoretic din unele domenii actuale de cercetare ale teoriei sistemelor, cum sînt sistemele distribuite sau sistemele multidimensionale. Lucrarea [14.2/E1] prezintă o metodă de determinare a comenzilor distribuite și o tehnică de implementare a acestora prin surse de semnal de comandă mobile. Conducerea optimală discretă a sistemelor continue utilizîndu-se strategii optimale de actualizare a comenzilor și de selectare a măsurătorilor constituie subiectul lucrării [14.2/E2]. În lucrarea [14.2/E3] se stabilesc condiții suficiente pentru problema rejecției în timp finit a perturbațiilor care acționează asupra unui sistem discret utilizînd compensatoare de la ieșire. Problema sintezei exacte pentru sisteme 2-D este studiată în lucrarea [14.2/E4], iar în [14.2/E5] se consideră problema determinării observerilor minimali pentru astfel de sisteme. Problema reglării în timp finit pentru sisteme de tip n-D este tratată în lucrarea [14.2/E6]. Vom prezenta în continuare aspectele relevante ale problemelor studiate în lucrările amintite mai sus.

În *lucrarea 14.2/E1* se prezintă o metodă de determinare a parametrilor unei comenzi mobile care menține o stare dorită a unei instalații. Multe probleme importante de comandă a unor sisteme cu parametri distribuiți nu se pot rezolva complet decît prin utilizarea unor semnale de comandă distribuite spațial, sau a unor semnale care variază atît spațial, cît și temporal. Datorită dificultăților tehnologice, majoritatea metodelor utilizate pînă acum pentru comanda sistemelor distribuite se bazează pe utilizarea unor semnale de comandă fixe, care acționează pe frontiera obiectului comandat sau sînt uniform distribuite de-alungul frontierei obiectului. Datorită dezvoltărilor tehnologice din ultimii ani, în multe cazuri practice a fost posibilă implementarea unor comenzi mobile care asigură o distribuție dorită de energie, de substanțe, de alimentare cu materiale etc. în spațiu și în timp.

În lucrare se consideră două probleme independente:

A. *Determinarea comenzii distribuite* care va asigura starea dorită pentru obiect;

B. *Implementarea comenzii distribuite* cu ajutorul unei surse mobile de semnale de comandă.

Problema A se rezolvă prin găsirea comenzii distribuite direct din descrierea matematică a obiectului. Pentru a ilustra principiul metodei de rezolvare, considerăm clasa sistemelor descrise de o ecuație de forma

$$L(Q(x,t))=f(x, t) \tag{1}$$

unde $L(\cdot)$ este un operator diferențial, $Q(x, t)$ este starea procesului în funcție de variabilele spațiale x și de timp t, iar $f(x, t)$ este semnalul de comandă distribuit. De exemplu, în cazul unui proces de conducție termică $L(\cdot)$ are forma

$$L(Q(x, t)) \equiv \frac{\partial Q}{\partial t} + a^2 \frac{\partial^2 Q}{\partial x^2}$$

Pentru formularea completă a problemei se adaugă condiții inițiale și la limită corespunzătoare.

Se dorește să se găsească o comandă care satisface

$$0 \leqslant f(x, t) \leqslant f_{max}, \quad x \in U, \ t \geqslant 0 \tag{2}$$

astfel încît începînd cu un moment t^* să avem

$$Q(x,t)=Q^*(x,t), \quad x\in U, \ t\geqslant t^*$$

unde $Q^*(x,t)$ este starea dorită pentru obiect, iar U este regiunea de comandă admisibilă.

În cazul cînd $Q^*(x,t)$ nu satisface (1) (de exemplu are discontinuitate) sau condiţia (2) este violată prin substituţia lui $Q(x,t)$ în (1), atunci problema găsirii lui f se poate formula astfel: să se găsească f care satisface (2) astfel încît o funcţională de forma

$$J=F[Q(x,t), Q^*(x,t)]$$

să fie minimizată sau să nu depăşească o valoare admisibilă.

În lucrare se prezintă rezolvarea problemei de mai sus prin metoda substituţiei. Astfel, o funcţie special selectată $Q_\delta(x,t)$, care satisface restricţiile problemei, se înlocuieşte în (1) iar comanda se obţine cu formula

$$f(x,t)=L(Q_\delta(x,t)), \quad x\in U, \ t\geqslant 0.$$

Metoda este ilustrată în cazul unei singure variabile spaţiale.

Problema B constă în găsirea parametrilor unei surse mobile astfel încît efectul ei să fie echivalent cu acţiunea unui semnal fix specificat printr-o comandă distribuită (de exemplu, comanda determinată la problema A). Caracteristica specifică a acestei probleme este că printr-o mişcare periodică sau aproape periodică a sursei de comandă se obţine efectul unei comenzi distribuite.

O sursă mobilă de semnale de comandă este descrisă de funcţia

$$w(x,t)=u(t)\,\psi(x-s(t), p(t)), \quad x\in R^n, \ t\geqslant 0$$

unde $u(t)$, $s(t)$, $p(t)$ sînt parametri de intensitate, de mişcare şi de formă a sursei, iar ψ este o funcţie de distribuţie pozitivă, normalizată, care se consideră dată.

În lucrare se prezintă modul de determinare a parametrilor $u(t)$, $s(t)$ şi $p(t)$, pentru cazul unui semnal independent de timp, $f(x)$. Metoda este ilustrată utilizîndu-se o sursă mobilă cu o distribuţie gaussiană de forma

$$\psi(x,p)=\frac{1}{p\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{x^2}{2p^2}\right)$$

În *lucrarea 14.2/E2* se consideră problema conducerii discrete a proceselor stohastice continue. Fie sistemul descris de ecuaţia

$$dx(t)=[A(t)x(t)+B(t)u(t)]dt+E(t)dw(t), \quad t\in[0,T], \qquad (3)$$
$$x(0)=x_0$$

unde x este vectorul de stare al procesului, u este vectorul de comandă, iar w este un proces Wiener cu media şi covarianţa cunoscute, independent de starea iniţială x_0 a procesului. Fie momentele de tip $t_0<t_1<\ldots<t_N$, $t_0=0$, $t_N=T$. Presupune comanda $u(t)$ constantă pe porţiuni, $u(t)=u(t_{j-1})$, $t\in[t_{j-1}, t_j]$, generată cu relaţia

$$u(t_{j+1})=\beta(t_j)\,u(t_j)+(I-\beta(t_j))\,\eta(t_j) \qquad (4)$$

unde $\beta(t)$ este o matrice diagonală, cu elemente diagonale egale cu 0 sau 1 pe fiecare interval $[(t_{j-1}, t_j)$, $j=1,\ldots,N$, iar η este componenta comenzii care se modifică la fiecare pas. Astfel, prin fixarea valorii $\beta(t_j)$ pe intervalul$[t_{j-1}, t_j)$, componentele lui u corespunzătoare lui $\beta(t_j)u(t_j)$ rămîn nemodificate, iar cele corespunzătoare lui $(I-\beta(t_j))\eta(t_j)$ se modifică. Utilizarea unei comenzi de forma (4) se justifică prin „costul" adiţional de calcul care rezultă în cazul unor acţiuni de comandă frecvente.

Măsurările asupra procesului se fac tot discret,

$$y(t_{j+1})=\alpha(t_j)[C(t_j)x(t_j)+r(t_{j+1})] \quad (5)$$

unde $y(t_{j+1})$ este valoarea măsurată a ieşirii la momentul t_{j+1}, $r(t_j)$ este proces Gaussian discret, de medie nulă şi covarianţă cunoscută, care modelează erorile de măsurare; $\alpha(t)$ este o matrice diagonală, cu elemente diagonale egale cu 0 sau 1 pe fiecare interval $[t_j, t_{j+1})$, prin intermediul căreia se selectează canalele de măsurare folosite la momentele de eşantionare t_j, $j=1, \ldots, N$. Strategia de măsurare folosită poate fi dictată de considerente legate de „costul" măsurării.

Problema de conducere se formulează în modul următor: Pe baza măsurărilor asupra ieşirii procesului $y(t_j)$ date de (5), să se determine comenzile $\eta(t_j)$, secvenţa matricelor de comutare $\beta(t_j)$ şi $\alpha(t_j)$, $j=0, 1, \ldots, N-1$ astfel încît să se minimizeze funcţionala de cost

$$J(\eta, \alpha, \beta)=E\Big\{x^T(T)Sx(t)+\sum_{j=0}^{N-1} Tr[F(t_j)\alpha(t_j)+G(t_j)\beta(t_j)]+ \quad (6)$$

$$\int_0^T [x^T(t)Q(t)x(t)+u^T(t)\,Ru(t)]dt\Big\}$$

în care S, F, G, Q, R sînt matrice simetrice şi pozitiv semidefinite. Termenul ce conţine $F(t_j)$ este costul observaţiilor incluzînd costul măsurării şi prelucrării datelor, iar termenul ce conţine G este o funcţie care caracterizează elaborarea comenzii, incluzînd calculul valorii sale şi aplicarea comenzii în proces.

Problema formulată se rezolvă în lucrare în următoarele etape:

1) Se transformă problema iniţială, hibridă, într-o problemă de conducere discretă echivalentă.

2) Dacă mulţimile $\mathscr{B}$ şi $\mathscr{A}$ se asociază cu elementele matricelor β şi α, atunci pentru fiecare $(\beta, \alpha)\in\mathscr{B}\times\mathscr{A}$, corespunde o comandă $\eta(\beta, \alpha)\in U(\beta, \alpha)$, unde $U(\beta, \alpha)$ este mulţimea comenzilor admisibile pentru β şi α fixaţi. Soluţia rezultă pe baza egalităţii

$$\inf_{\beta, \alpha, \eta} J = \inf_{\substack{\beta\in B\\ \alpha\in A}} [\inf_{\eta\in U(\beta,\alpha)} J(\beta, \alpha, \eta)] \quad , \quad (7)$$

Prin utilizarea relaţiei (7), problema iniţială se reduce la o problemă de programare cu numere întregi binare.

Lucrarea 14.2/E3 tratează problema reglării cu timp finit („deadbeat") pentru sistemele lineare multivariabile discrete cu perturbaţii pertinente la intrare. Sistemul este descris de ecuaţiile:

$$\begin{aligned} x(k+1)&=Ax(k)+Bu(k)+Eq(k) \\ y(k)\ &=Cx(k) \\ z(k)\ &=Dx(k) \end{aligned} \quad (8)$$

unde $x(k)\in R^n$ este vectorul de stare, $u(k)\in R^m$ este vectorul de comandă, $y(k)\in R^p$ este vectorul ieşirilor măsurate, $z(k)\in R^s$ este vectorul ieşirilor reglate, iar $q(k)\in R^1$ este vectorul perturbaţiilor. Se presupune că perechea (A, B) este controlabilă, iar perechea (C, A) observabilă. Atunci, există un compensator de tip Brasch-Pearson descris de ecuaţiile

$$\begin{aligned} w(k+1)&=Ww(k)+Ky(k) \\ u(k)&=Hy(k)+Gw(k) \end{aligned} \quad (9)$$

de ordin $r=\nu_0-1$ astfel încît oricare ar fi Λ, o mulțime simetrică de n+r numere complexe,

$$\sigma\left(\begin{bmatrix} A+BHC & BG \\ KC & W \end{bmatrix}\right)=\Lambda \tag{10}$$

unde $\sigma(F)$ denotă spectrul matricei F. ν_0 este indicele de observabilitate a perechii (C, A).

Problema reglării cu timp minim a sistemelor discrete este echivalentă cu o problemă de alocare în care toți polii se alocă în origine. Deoarece matricele compensatorului (9) nu rezultă în mod unic din condiția (10), libertatea suplimentară se poate utiliza în rejecția perturbațiilor. Se dorește deci să se construiască un compensator ce asigură un răspuns în timp finit pentru sistemul în buclă închisă și realizează suplimentar cerința

$$z(T+k)=0, \quad k=0, 1, 2, \ldots$$

în prezența acțiunii perturbațiilor $q(k)$, $0\leqslant k<\infty$, unde T este timpul de reglare (finit) asigurat de compensator.

Două tipuri de compensatoare cu timp finit sînt definite: 1) *compensatorul cu timp finit, tare,* care are proprietatea de reglare într-un număr finit de pași n^*, în cazul cînd perturbațiile acționează la momente arbitrare, deci

$$z(k)=0, \quad k=n^*, n^*+1, \ldots$$

unde $n^*=n+\nu_0+1$; 2) *compensatorul cu timp finit, slab,* care are proprietatea de reglare asimptotică $z(k)\to\infty$ pentru $k\to\infty$ în cazul cînd perturbațiile acționează pînă la un moment arbitrar T_d, deci

$$q(k)\neq 0 \text{ pentru } 0\leqslant k\leqslant T_d, \quad q(k)=0 \text{ pentru } T_d<k$$

unde T_d este finit.

În lucrare se stabilesc condițiile de existență pentru ambele tipuri de compensatoare. Demonstrațiile au la bază algoritmul de proiectare a compensatoarelor prezentat în cartea lui Wonham*, iar condițiile de existență fac referiri explicite la cantități calculate de acest algoritm. Din lipsă de spațiu, nu putem reproduce nici algoritmul nici condițiile respective. Menționăm că abordarea pentru rejecția perturbațiilor de intrare utilizată în lucrare este mai puțin restrictivă decît abordarea prin decuplarea perturbațiilor. De asemenea, condițiile rezultate sînt distincte.

În *lucrarea 14.2/E6* se prezintă condiții suficiente pentru existența unei soluții a problemei reglării cu timp finit („deadbeat") pentru sisteme lineare multivariabile discrete n-D. Se prezintă un algoritm pentru determinarea legii de reglare care realizează ca eroarea de urmărire și intrarea să se anuleze într-un timp finit, independent de condițiile inițiale ale procesului, generatorului de referințe sau regulatorului. Lucrarea extinde rezultate obținute pentru cazul sistemelor 2-D.

SISTEME NELINEARE

Secțiunea 14.2/F prezintă lucrări dedicate problematicilor asociate sistemelor nelineare. Lucrarea [14.2/F1] face un studiu comparativ al metodelor de linearizare a sistemelor nelineare. Problema sintezei exacte este definită pentru cazul nelinear

---

* W. M. Wonham, Linear multivariable control. A geometric approach, Springer Verlag, Berlin, 1979.

și studiată teoretic în [14.2/F2]. O aplicare a metodei a doua a lui Liapunov pentru testarea stabilității unui sistem automat descris de o ecuație diferențială funcțională este prezentată în lucrarea [14.2/F3]. În [14.2/F4] se prezintă o nouă abordare numerică pentru determinarea comenzilor optimale în buclă închisă pentru sisteme nelineare. Optimizarea sistemelor nelineare cu criteriu linear conduce la probleme de comandă singulare. Această problemă este studiată în [14.2/F5]. Lucrarea [14.2/F6] propune o abordare folosind observeri bilineari pentru estimarea stării sistemelor lineare cu măsurări nelineare. Vom prezenta în cele ce urmează mai pe larg aceste probleme.

Lucrarea 14.2/F1 prezintă comparativ trei metode de linearizare a ecuațiilor sistemelor nelineare. Prima metodă, numită *linearizare locală* constă în aproximarea lineară a unui model nelinear în vecinătatea unui punct de funcționare. În acest caz există două posibilități pentru proiectarea regulatoarelor: (a) se determină cîte un regulator pentru fiecare punct de funcționare; în acest caz apar probleme în elaborarea unui algoritm de planificare care are rolul de a asigura o bună potrivire pe toată mulțimea punctelor de operare; sau (b) se determină o lege de reglare unică valabilă în toate punctele de operare; în acest caz trebuie ca legea de reglare să fie insensibilă practic la variații (uneori mari) ale punctului de funcționare și în multe cazuri simplitatea acestei abordări nu permite obținerea unor performanțe satisfăcătoare pe tot domeniul de operare.

A doua metodă, numită *linearizare globală,* are două abordări la rîndul ei. Prima abordare, numită și *linearizarea intrare-ieșire* se bazează pe utilizarea unei reacții nelineare ce conferă o comportare lineară pentru sistem. Fie sistemul nelinear cu o intrare — o ieșire/

$$\dot{x}=f(x)+ug(x), \quad y=h(x) \tag{1}$$

în care x, u și y sînt vectorul de stare, intrarea și ieșirea sistemului. Prin diferențiere

$$\dot{y}=\frac{\partial h}{\partial x}\, f(x)+u\,\frac{\partial h}{\partial x}\, g(x) \tag{2}$$

Dacă $\frac{\partial h}{\partial x}\, g(x)\neq 0$, se poate alege legea de reglare

$$u=\left[-\frac{\partial h}{\partial x}\, f(x)+v\right]\left[\frac{\partial h}{\partial x}\, g(x)\right]^{-1} \tag{3}$$

Dacă $\frac{\partial h}{\partial x}\, g(x)$ este identic nul, ieșirea se poate diferenția în continuare pînă ce apare comanda în expresia ei, după care se utilizează transformarea (3). Această metodă este atractivă în primul rînd datorită simplității ei. Ea se poate aplica și în cazul multivariabil, cu restricția însă ca numărul intrărilor să fie cel puțin cît numărul ieșirilor. O problemă care poate apărea este că sistemul rezultat poate fi neobservabil și chiar nedetectabil. În cazul monovariabil, întregul vector de stare va rezulta observabil numai dacă sistemul se poate scrie

$$\dot{x}_1=x_2,\ \dot{x}_2=x_3,\ \ldots,\ \dot{x}_n=F(x)+uG(x),\ y=x_1$$

în care caz este nevoie de n diferențieri pentru linearizare. A doua abordare se bazează pe construirea unei *transformări de coordonate* în spațiul de stare și spațiul comenzilor

$$z_i = T_i(x), \quad i=1, \ldots, n; \quad u = T_{n+1}(x, u) \tag{4}$$

astfel încît sistemul (1) să devină un integrator de ordin n

$$\dot{z}_1 = z_2, \quad \dot{z}_2 = z_3, \ldots, \dot{z}_n = v \tag{5}$$

Linearizarea globală conduce la un sistem linear în tot spațiul de stare. Scopul ei fiind foarte ambițios, doar o clasă restrînsă de sisteme se pot astfel lineariza. Dacă însă există transformarea nelineară (4), atunci se poate garanta stabilitatea într-un anumit domeniu. Legile de comandă care se obțin sînt cîteodată complicate.

A treia metodă, propusă de autori, se numește *pseudolinearizarea.* Ideea de bază a acestei metode constă în transformarea unui sistem nelinear cu o intrare

$$\dot{x} = f(x, u) \tag{5}$$

prin intermediul unei transformări de forma (4), astfel încît modelul său tangent devine independent de punctul de operare. Modelul linearizat va avea tot forma (5), iar modelul său tangent

$$\delta\dot{z}_1 = \delta z_2, \ldots, \delta\dot{z}_n = \delta v$$

este același ca și pentru sistemul nelinear (5) transformat cu (4). Interesul pentru această metodă rezidă în faptul că este simultan atît o metodă globală, cît și locală. Astfel, o transformare globală a sistemului nelinear conduce la un alt sistem al cărui model linearizat local este invariant în raport cu înfășurătoarea punctelor de operare. Stabilitatea asimptotică se poate în general asigura cu o lege de comandă simplă. Clasa sistemelor care admit o linearizare prin această metodă este mai largă decît în cazul anterior și cele mai multe sisteme cu o intrare sînt linearizabile cu această metodă.

Lucrarea 14.2/F2 abordează *problema sintezei exacte* (PSE) a sistemelor nelineare cu mai multe intrări și mai multe ieșiri. PSE pentru sisteme lineare constă în proiectarea unui sistem de comandă astfel încît sistemul rezultat să fie identic cu un sistem prespecificat. În cazul nelinear, PSE nu a fost abordată deoarece nu există o descriere externă comodă pentru sistemele nelineare. Această lucrare consideră PSE ca o problemă de găsire a unui sistem de comandă astfel încît ieșirea sistemului compensat să fie identică cu ieșirea unui model dat.

Sistemul nelinear considerat este descris de

$$\dot{x} = A(x, t) + B(x, t)u \qquad x(0) = 0$$

$$y = C(x, t) + D(x, t)u \tag{6}$$

unde $x \in R^n$ este starea procesului, $u \in R^m$ este intrarea procesului, iar $y \in R^p$ este ieşirea procesului. Matricele A, B, C şi D se presupun analitice în raport cu x şi t, iar $A(0, t)=0$, $C(0, t)=0$. Fie modelul descris de

$$\dot{z}=A_M(t)+B_M(t)v \qquad z(0)=0$$

$$w=C_M(t)+D_M(t)v \tag{7}$$

unde $z \in R^n$, $v \in R^r$, $w \in R^p$, iar A_M, B_M, C_M şi D_M se presupun analitice. Legea de comandă se consideră de forma

$$u=F(x, t)+G(x, t)v \tag{8}$$

Se presupune că F este analitică şi $F(0, t)=0$.

Pentru tratarea PSE, se formulează o problemă echivalentă de anulare a ieşirilor unui sistem extins

$$\dot{x}'=A'(x', t)+B'(x', t)u', \qquad x'(0)=0$$

$$y'=C'(x', t)+D'(x', t)u' \tag{9}$$

unde dimensiunea sistemului extins este $n+n'$ şi

$$x'=\begin{bmatrix} x \\ z \end{bmatrix}, \quad u'=\begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix}, \quad y'=y-w$$

$$A'(x', t)=\begin{bmatrix} A(x, t) \\ A_M(t)z \end{bmatrix}, \quad B'(x', t)=\begin{bmatrix} B(x, t) & 0 \\ 0 & B_M(t) \end{bmatrix}$$

$$C'(x', t)=C(x, t)-C_M(t)z$$

$$D'(x', t)=[D(x, t), -D_M(t)]$$

Legea de reacţie utilizată devine

$$u'=F'(x', t)+G'(x', t)v$$

unde

$$F'=\begin{bmatrix} F(x, t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad G'=\begin{bmatrix} G(x, t) \\ I \end{bmatrix}$$

Rezultă că PSE este echivalentă cu cerinţa ca $y' \equiv 0$ pentru sistemul extins.

În lucrare se stabilesc condiţii suficiente pentru existenţa soluţiei problemei de anulare a ieşirii unui sistem de forma (6) utilizîndu-se o reacţie de la stare (8). Specializîndu-se acest rezultat pentru sistemul extins (9), se obţin condiţiile suficiente pentru existenţa soluţiei PSE. O procedură de calcul aproximativă este furnizată pentru cazul cînd toate matricele se presupun independente de timp. Procedura verifică automat condiţiile de existenţă a soluţiei PSE.

În *lucrarea 14.2/F3* se consideră problema reglării temperaturii finale a unui cuptor de tratament termic. Lingourile traversează zona de încălzire pe o bandă rulantă a cărei viteză este variabilă. Cuptorul poate fi descris de ecuaţia cu derivate parţiale

$$\frac{\partial x(t, z)}{\partial t}+v(t)\frac{\partial x(t, z)}{\partial z}=b(u-x(t, z)) \tag{10}$$

pentru $0 \leqslant z \leqslant 1$, $t \geqslant 0$, $b>0$, cu condiţia la limită $x(t, 0)=x_0$ şi condiţia iniţială $x(0, z)=y(z)$. În (10), $x(t, z)$ este temperatura materialului în mişcare, dependentă de timp şi spaţiu, u este temperatura din zona de încălzire, x_0 este temperatura la intrare, v este viteza benzii, iar b este un coeficient termic constant. Lungimea cuptorului este normată la 1. Variabila reglată este temperatura finală $x(t, 1)$ la ieşirea din cuptor.

Pentru o viteză constantă v_0 a benzii, profilul de temperatură în cuptor este

$$x_s(z)=u-(u-x_0)e^{-bz/v_0}$$

în care z/v_0 este timpul cît a stat o particulă în cuptor. Pentru obţinerea temperaturii dorite $x_s(1)$ se va varia viteza benzii transportoare în funcţie de valorile instantanee ale temperaturii. În lucrare se studiază mai multe legi de comandă.

Legea de comandă adoptată în final pe baza simulărilor este de forma diferenţială

$$\dot{v}(t)=a_1(x(t,1)-x_s(1))+\sum_{i=2}^{n} a_i(x(t,z_i)-x_s(z_i))-F(v) \tag{11}$$

unde $z_n<z_{n-1}<\ldots z_1=1$ sînt punctele de măsurare ale temperaturii. Termenul $F(v)$ a fost introdus cu scopul de a limita v între valorile v_{min} şi v_{max}, şi va fi zero pentru $v_{min}\leqslant v\leqslant v_{max}$ şi va creşte foarte rapid în valoarea absolută dacă v este în afara acestor limite. Coeficienţii a_i se aleg pozitivi, astfel încît să rezulte un suprareglaj cît mai mic al temperaturii pe parcursul lingourilor pe bandă.

Deoarece termenul $(x(t,1)-x_s(1))$ din legea de comandă (11) depinde de valorile anterioare ale lui v, ecuaţia (11) poate fi interpretată ca o ecuaţie diferenţială funcţională pentru viteză. Pentru analiza stabilităţii acestei ecuaţii, în lucrare se utilizează metoda a doua a lui Liapunov generalizată de Kato. Stabilitatea sistemului se demonstrează arătîndu-se că inegalitatea $\dot{V}(t)\leqslant -cV(t)$ pentru funcţia Liapunov V, cu $c>0$, este satisfăcută pe o perioadă anterioară lui t suficient de lungă.

În *lucrarea 14.2/F4* se prezintă o metodă de evaluare numerică a matricei de reacţie pe baza soluţiei nominale a unei probleme de conducere optimală. Se consideră următoarea problemă de conducere: Să se calculeze comanda optimală $\mathring{u}: [t_0, t_f]\rightarrow U\subset R^m$, care minimizează o funcţională de forma

$$J=G(x(t_f), \mathring{p}, t_f) \tag{12}$$

cu restricţiile

$$\dot{x}=f(t, x, u, \mathring{p}) \qquad x(t_0)=\mathring{x} \tag{13}$$

$$r(t_f, x(t_f), \mathring{p})=0$$

unde x este starea procesului, iar $\mathring{p}$ sînt valorile nominale ale parametrilor.

Condiţiile necesare de optimalitate conduc la ecuaţii diferenţiale cu condiţii la limită (EDCL) de forma

$$\dot{x}=\partial H/\partial\lambda, \qquad \dot{\lambda}=-\partial H/\delta x \tag{14}$$

cu condiţii iniţiale, la limită şi de transversalitate de forma

$$x(t_0)-\mathring{x}=0, \; R(x(t_f), \lambda(t_f), \mathring{p}, t_f)=0 \tag{15}$$

unde $H=\lambda^T f(t, x, u, p)$ este Hamiltonianul problemei. Comanda rezultă pe baza principiului maximului

$$\tilde{u}(t,x,\lambda,p)=\arg\max_{u\in U} H(t,x,u,\lambda,p) \tag{16}$$

Comanda optimală $\mathring{u}(t)$ rezultată din rezolvarea EDCL (14) şi (15) este o comandă în buclă deschisă şi de multe ori nu este suficientă în practică, deoarece starea reală $x(t)$ a procesului deviază de la starea nominală $\mathring{x}(t)$ rezultată din

model pentru parametri fixați, iar valorile reale ale parametrilor p diferă de regulă de valorile nominale $\mathring{p}$. Se impune deci utilizarea unei legi de reglare *cu reacție* $u^*(t, x, p)$ care se poate adapta cu astfel de perturbații de la condițiile nominale.

În lucrare se propune un algoritm pentru calcularea aproximației de ordinul întîi pentru o lege de comandă cu reacție obținută pe baza soluției calculate cu metoda rețelei. Pentru aceasta se consideră o rețea de puncte, suficient de fină pe intervalul $[t_0, t_f]$

$$t_0 = \tau_0 < \tau_1 < \ldots < \tau_{k-1} < \tau_k = t_f$$

și se rezolvă problema cu valori inițiale (PVI)

$$\dot{z} = F(t, z, \mathring{p}), \; z(\tau_i) = s_i, \; i = 1, \ldots, k-1$$

pe fiecare subinterval $[\tau_i, \tau_{i+1}]$, unde s-a notat

$$F = (\partial/\partial\lambda, \partial/\partial x) H, \; z = (x, \lambda) \text{ și } s_i = (s_i^1, s_i^2).$$

Problema rezolvării EDCL este echivalentă cu rezolvarea sistemului de ecuații

$$s_0^1 = \mathring{x}, \; R(s_k, \mathring{p}) = 0$$

$$s_{i+1} - z(\tau_{i+1} -; s_i, \mathring{p}) = 0, \quad i = 0, 1, \ldots, k-1 \tag{17}$$

Aceste ecuații sînt puternic nelineare și de dimensiune mare și se rezolvă cu o metodă de tip Newton. Rezultă astfel traiectoriile nominale $\mathring{x}(t)$, $\mathring{\lambda}(t)$ și comanda nominală

$$\mathring{u}(t) = \tilde{u}(t, \mathring{x}(t), \mathring{\lambda}(t), \mathring{p}).$$

În anumite ipoteze de regularitate, problema de conducere în buclă închisă se poate scufunda într-o problemă de comandă cu reacție $u^*(t, x, p)$ care există în vecinătatea soluției nominale

$$\mathring{u}(t) = u^*(t, \mathring{x}(t), \mathring{p})$$

În punctele rețelei, comanda cu reacție $u^*(\tau_j, x, p)$ se poate identifica cu soluția în buclă deschisă a unei probleme la limită corespunzătoare valorilor lui x și p, și care conduce la ecuațiile nelineare

$$s_j^1 - x = 0, \qquad R(s_m, p) = 0$$

$$s_{i+1} - z(\tau_{i+1} -; s_i, p) = 0, \qquad i = j, j+1, \ldots, m-1$$

În cazul fără restricții, aproximarea de ordinul întîi pentru comanda cu reacție este

$$u^*(\tau_j, x, p) = \mathring{u}(\tau_j) + \frac{du}{dq}(\tau_j, \mathring{q}_j)(q - \mathring{q}_j)$$

unde $q = (x, p)$, $\mathring{q}_j = (s_j^1 \; \mathring{p})$. *Matricea de reacție* (derivată din expresia de mai sus) se evaluează în lucrare, în ipoteza că unele condiții de regularitate sînt satisfăcute. Calculele implică factorizări de matrice, derivări numerice și se pot efectua cu algoritmi standard. Un avantaj important al metodei este că nu necesită decît calcule off-line, deci toate calculele se pot efectua a priori. Clasa problemelor pentru care abordarea propusă este aplicabilă este largă, incluzînd chiar problema cu timp final liber sau cu restricții asupra stărilor.

În *lucrarea 14.2/F5* se studiază o problemă singulară de conducere optimală a unui sistem nelinear cu n stări și n comenzi. Sistemul considerat are forma

$$\dot{x} = f(t, x) + G(t, x)u \tag{18}$$

unde funcțiile f(t, x) și G(t, x) sînt de clasă C^2. Fie Ω mulțimea convexă a comenzilor admisibile și se presupune că (18) are o soluție unică pentru orice interval finit pentru $u \in \Omega$.

Indicele de performanță care se minimizează este

$$J = \int_0^T [P(t, x) + Q(t, x)u]dt \tag{19}$$

unde P(t, x) și Q(t, x) sînt funcții de clasă C^2, iar T este timpul fixat. Comanda optimală care minimizează (19) cu restricția (18) poate implica comenzi singulare, deoarece comanda apare linear atît în dinamica sistemului, cît și în indicele de performanță.

Lucrarea prezintă o nouă abordare teoretică a problemei singulare de comandă. Se stabilesc condițiile necesare și suficiente pentru optimalitatea singulară, utilizîndu-se în acest scop teoria formelor diferențiale și teorema lui Stokes. Se studiază legătura existentă între rezultate cunoscute pentru optimalitatea singulară și cele deduse în lucrare. Se consideră de asemenea o problemă de optimizare statică în care funcțiile din (18) și (19) nu depind explicit de timp, iar derivata $\dot{x}=0$. Se arată că, în acest caz, rezultatele obținute prin particularizarea condițiilor pentru cazul dinamic sînt aceleași cu condițiile suficiente pentru optimizarea statică.

În *lucrarea 14.2/F6* se consideră problema proiectării observerilor pentru sisteme lineare cu măsurări nelineare. Sistemul luat în considerație este descris de ecuațiile

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = g(x) = \sum_{i=0}^{p} G_i x^{[i]} \tag{20}$$

unde $x \in R^n$ este vectorul de stare, $u \in R^m$ este vectorul de comandă, iar $y \in R^q$ este vectorul de ieșire măsurabil. S-a notat $x^{[i]}$ un vector cu componente omogene de gradul i. Elementul k al acestui vector are forma $\alpha_k \prod_{j=1}^{1} x_j^{p_j}$ cu $\sum_{j=1}^{1} p_j = k$.

Prin convenție se consideră $x^{[0]}=1$. Evident, $x^{[1]}=x$.

Dacă se definește vectorul de dimensiune C^p_{n+p}

$$\tilde{x}^{[p]} = \begin{bmatrix} 1 \\ x^{[1]} \\ \vdots \\ x^{[p]} \end{bmatrix} \tag{21}$$

atunci ecuația de ieșire din (20) se poate scrie

$$y = [G_0, G_1 \ldots, G_p]\tilde{x}^{[p]} \triangleq \tilde{G}_p \tilde{x}^{[p]} \tag{22}$$

În lucrare se arată că vectorul $\tilde{x}^{[p]}$ satisface o ecuație diferențială bilineară de forma

$$\dot{\tilde{x}}^{[p]} = \left(\tilde{A}_{[p]} + \sum_{i=1}^{m} u_i \tilde{B}_{i[p]}\right)\tilde{x}^{[p]} \tag{23}$$

unde $\tilde{A}_{[p]}$ și $\tilde{B}_{i[p]}$ sînt matrice ce se construiesc pe baza matricelor A și B din (20).

Din punct de vedere intrare-ieșire sistemul (22) cu (23) este total echivalent cu (20), rezultă deci că problema estimării stării x din (20) este echivalentă cu

estimarea stării din ecuațiile (22)—(23). Făcînd abstracție de dependența neliniară existentă între componentele lui $x^{[p]}$, dacă prin intermediul unui observer determinăm starea sistemului (23), atunci componente 2, 3, ..., n+1 ale vectorului de estimație reprezintă estimația stării sistemului original (20).

Observerul pentru sistemul bilinear (22)—(23) are forma

$$\dot{z}=\left(\tilde{A}_{[p]}+\sum_{i=1}^{m} B_{i\,[p]}\right)z+H_0(y-\hat{y})+\sum_{i=1}^{m} u_i H_i(y-\hat{y}) \tag{24}$$

unde $\hat{y}=\tilde{G}_p z$, iar $H_0, H_1, \ldots, H_m$ sînt matrice care se determină din condiția ca eroarea de estimare $e=\tilde{x}^{[p]}-z$ să se anuleze pentru $t\rightarrow\infty$, indiferent de starea inițială sau de intrări.

În lucrare se dau condițiile necesare și suficiente pentru existența unui observer asimptotic stabil, stabilite pe baza metodei lui Liapunov. Rezultatul principal este următorul.

Teoremă. Observerul (24) este un observer asimptotic pentru (23)—(22) dacă și numai dacă există, pentru orice matrice pozitiv definită Q de dimensiune $C^p_{n+p} \times C^p_{n+p}$, o matrice pozitiv definită P de aceeași dimensiune, astfel încît:

$$P(\tilde{A}_{[p]}-H_0\tilde{G}_p)+(\tilde{A}_{[p]}-H_0\tilde{G}_p)^T P=-Q \tag{25}$$

și

$$P(\tilde{B}_{i[p[}-H_i\tilde{G}_p)+(\tilde{B}_{i[p]}-H_i\tilde{G}_p)^T P=0,\ i=1, 2, \ldots, m \tag{26}$$

De remarcat că dacă perechea $(\tilde{A}_{[p]}, \tilde{G}_p)$ este observabilă, condiția (25) este îndeplinită automat.

În lucrare se prezintă două exemple simple care ilustrează metoda prezentată.

APLICAȚII ȘI TEHNICI DE PROIECTARE A SISTEMELOR AUTOMATE

Lucrările din *secțiunea 14.2/G* prezintă, în principal, abordări noi pentru probleme de proiectare specifice, cum sînt proiectarea sistemelor de urmărire robuste [14.2/G1], proiectarea regulatoarelor discrete cu restricții structurale [14.2/G2] și proiectarea regulatoarelor cu reacție de la ieșire prin alocarea polilor [14.2/G3]. Lucrarea [14.2/G4] prezintă o aplicație de conducere cu calculator de proces a unui cazan de abur pentru centrale nucleare. Metoda de calcul a comenzilor optimale pentru operațiile punct cu punct ale manipulatoarelor industriale sînt descrise în [14.2/G5], iar lucrarea [14.2/G6] descrie cîteva rezolvări posibile pentru problema inversă a găsirii traiectoriilor pentru manipulatoare. Vom prezenta în cele ce urmează mai pe larg aspectele esențiale din lucrările menționate.

În *lucrarea 14.2/G1* se studiază problema sintezei compensatoarelor robuste pentru sistemele lineare multivariabile. Structura de comandă folosită pentru compensator este prezentată în fig. 3, unde u, y și r sînt vectori m-dimensionali ai comenzilor, ieșirilor și referințelor. Procesul este descris de matricea de transfer P(s), iar compensatorul C are o componentă cu *acțiune directă* („feed-forward") $C_1(s)$ și o componentă *de reacție* $C_2(s)$. Sistemul în buclă închisă avînd această structură îl vom nota cu S(C, P).

Notații: C_- și C_+ denotă semiplanul complex stîng deschis respectiv semiplanul complex drept închis. R[s] (respectiv R(s)) reprezintă mulțimea matricelor polinomiale (respectiv, raționale) cu coeficienți reali, $R_-[s]$ (respectiv $R_+[s]$) reprezintă mulțimea matricelor polinomiale cu zerouri numai în C_- (respectiv, nu-

mai în C_+), iar $R_-(s)$ (respectiv $R_+(s)$) reprezintă mulțimea matricelor raționale cu poli numai în C_- (respectiv, numai în C_+). Vom nota cu $\psi(G)$ polinomul caracteristic al unei matrice raționale și cu $\psi_+(G)$ partea sa instabilă.

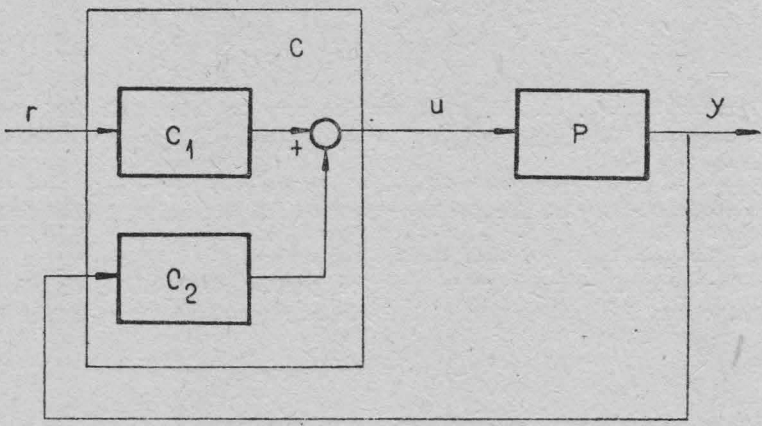


Fig. 3. Configurația de urmărire.

Rezultatul privind *stabilitatea* sistemului este:

Teorema 1 (stabilitatea internă). Sistemul S(C, P) este *stabil intern* dacă și numai dacă condițiile de mai jos sînt satisfăcute

1) $\psi(C_2)\psi(P)\det(I-C_2P) \in R_-[s]$

2) $D_2C_1 \in R_-(s)$

unde

$$C_2=D_2^{-1}N_2$$

este o factorizare coprimă.

În problema de urmărire robustă (PUR), se consideră semnalele de referință generate de sistemul

$$r(s)=G_R(s)r_0, \qquad G_R(s)\in R_+(s)$$

unde r_0 este un vector constant necunoscut, iar $G_R(s)$ este cunoscut. PUR cere ca eroarea de urmărire $e=r-y$ să satisfacă

$$e(t)\to 0 \qquad (t\to\infty)$$

pentru orice r_0 și în prezența unor perturbații parametrice în proces. Fie Φ_R cel mai mic numitor comun al elementelor lui G_R. Rezultatul privind PUR este:

Teorema 2 (problema urmăririi robuste — PUR). Dacă S(C, P) este intern stabil, atunci PUR pentru S(C, P) are soluție dacă și numai dacă sînt satisfăcute condițiile:

1) Există C_2' astfel încît

$$C_2=C_2'\Phi_R^{-1} \quad \text{și} \quad \psi(C_2)=\psi(C_2')\Phi_R^m$$

2) $(N_2+D_2C_1)G_R\in R_-(s)$

Condiția 1) exprimă necesitatea utilizării unui *model intern* al lui Φ_R care să fie inclus în C_2.

Corolarul 1. Există C_1 și C_2 astfel încît S(C, P) este un sistem de urmărire robust, stabil intern, dacă și numai dacă

$$\psi_+(\Phi_R^{-1}P)=\Phi_R^m \psi_+(P) \quad (1)$$

Cu alte cuvinte, polii semnalelor exterioare trebuie să fie distincte de zerourile sistemului în buclă deschisă.

În vederea asigurării unor performanțe tranzitorii cît mai bune, se pune în continuare problema alegerii unei matrice de transfer G*, între r și y, convenabilă, care să se realizeze prin intermediul structurii S(C, P). Fie Σ(P) clasa matricelor de transfer ce se pot realiza cu compensatoare ce asigură stabilitatea internă a sistemului

$$\Sigma(P)=\{R_(s) \mid G=PK,\ K\in R_(s)\}$$

Se demonstrează următorul rezultat:

Teorema 3. În ipoteza că (1) este satisfăcută, atunci există C_1 și C_2 pentru S(C, P) astfel încît condițiile următoare sînt satisfăcute simultan:

1) S(C, P) are matricea de transfer G* arbitrară astfel încît

$$G^*\in\Sigma(P)$$
$$(I-G^*)G_R\in R_(s)$$

2) S(C, P) este intern stabil.
3) S(C, P) este un sistem de urmărire robust.

Fie factorizarea coprimă $G_R=D_R^{-1}N_R$. Atunci, avem următoarea parametrizare pentru matricele de transfer admisibile:

Teorema 4. În ipoteza că (1) are loc, atunci orice matrice de transfer admisibilă G* care satisface condițiile 1) — 3) ale teoremei 3 se poate exprima în forma

$$G^*=(I-PC_2)^{-1}P\,(D_2^{-1}K\,D_R-C_2)$$

unde C_2 satisface condițiile teoremelor 1 și 2, iar K este arbitrară.

În lucrare se discută apoi problema asigurării prin procedura de sinteză a unei margini de stabilitate dorite, în paralel cu reducerea sensibilității problemei și se propune o procedură de sinteză care ține cont de toate aspectele de mai înainte. O procedură similară este formulată și pentru *problema rejecției asimptotice a perturbațiilor.* Ambele proceduri se pot rezuma astfel:

1) Se proiectează compensatorul de reacție C_2 pe baza cerințelor privind marginea de stabilitate, sensibilitate, anularea erorilor de urmărire (sau rejecția perturbațiilor).

2) Se proiectează compensatorul cu acțiunea directă C_1 care asigură o dinamică dorită (prin alegerea matricei de transfer G* admisibile între r și y)

$$C_1=P^{-1}(I-PC_2)G^*$$

În *lucrarea 14.2/G2* se prezintă o nouă abordare pentru problema proiectării regulatoarelor cu restricții structurale pentru sisteme lineare, constante, discrete. Fie sistemul

$$x(t+1)=Ax(t)+Bu(t)$$
$$y(t)=Cx(t)$$

unde $x\in R^n$ este vectorul de stare, $u\in R^m$ este vectorul de comandă, iar $y\in R^p$ este vectorul de ieșire. Se consideră mulțimea

$$\mathcal{K}=\{K\in R^{m\times n} \mid F(K)=0\}$$

a matricelor de forma mxn ce satisfac o restricție structurală definită de funcția matriceală F(.). De exemplu pentru problema stabilizării cu reacție proporțională de la ieșire

$$u(t)=-Gy(t)=-GCx(t)$$

funcția F(.) este

$$F(K)=K[I-C^T(CC^T)^{-1}C]=KH$$

unde H este operatorul de proiecție ortogonală pe subspațiul nul al lui C. În mod similar se pot definii și alte tipuri de restricții de structură.

Problema care se dorește să se rezolve este: Pentru o mulțime $\mathscr{K}$ fixată, să se găsească matricea de amplificare K din legea de comandă

$$u(t)=-Kx(t)$$

astfel încît matricea A—BK să fie stabilă (deci să aibă toate valorile proprii cu modulele subunitare).

În lucrare se propune o metodă numerică bazată pe rezolvarea iterativă a unei ecuații matriceale Riccati discrete de forma

$$P-A^TPA+A^TPB(R+B^TPB)^{-1}B^TPA=Q$$

în care $R\in R^{mxm}$ este simetrică, pozitiv definită, iar $Q\in R^{nxn}$ este simetrică, pozitiv semidefinită. Ecuația de mai sus se poate scrie prescurtat

$$\Pi(P)=Q$$

unde $\Pi(.)$ este funcția matriceală corespunzătoare membrului stîng. Vom nota de asemenea

$$\gamma(P)=(R+B^TPB)^{-1}B^TPA$$

Rezultatul următor stă la baza întregii abordări a problemei stabilizării.

Teorema 1. Pentru orice matrice $L\in R^{mxn}$ astfel încît

$$K+L=\gamma(P)$$

unde P este soluția pozitivă definită a ecuației

$$\Pi(P)=Q+L^T(R+B^TPB)L$$

matricea A—BK este stabilă.

Faptul că L este arbitrar este foarte important, deoarece se poate încerca să se găsească un astfel de L încît

$$K=\gamma(P)-L\in\mathscr{K}$$

care rezolvă problema de stabilizare. Avem următorul rezultat în acest sens:

Teorema 2. Dacă $L\in R^{mxn}$ se alege astfel încît

$$L=F(\gamma(P))$$

atunci $K=\gamma(P)-L\in\mathscr{K}$.

Teorema 2 este demonstrată pentru două tipuri de restricții structurale: reacție de la ieșire și reacție descentralizată de la stare.

Pe baza acestor rezultate, se propune următorul algoritm pentru determinarea matricei de reacție K ce stabilizează sistemul dat:

Pasul 1°. Se pune i=0 și $Q_0=Q$.
Pasul 2°. Se rezolvă ecuația Riccati $\Pi(P_{i+1})=Q_i$.
Pasul 3°. Se determină $L_{i+1}=F(\gamma(P_{i+1}))$. Dacă $\|L_{i+1}-L_i\|<\varepsilon$, se trece la 4; în caz contrar se pune

$$Q_{i+1}=Q+L_{i+1}^T(R+B^TP_{i+1}B)L_{i+1},$$

se face $i \leftarrow i+1$ şi se trece la pasul 2.
Pasul 4°. Se pune $K = \gamma(P_{i+1}) - L_{i+1}$

În lucrare se dau condiţii suficiente pentru convergenţa acestui algoritm în cazul reacţiei de la ieşire. Se studiază de asemenea problema sensibilităţii soluţiei în raport cu parametrul ε care defineşte criteriul de oprire pentru procesul iterativ.

În *lucrarea 14.2/G3* se prezintă o nouă abordare pentru problema de alocare a polilor cu reacţie de la ieşire. Sistemul considerat este

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

unde $x \in R^n$, $u \in R^m$, $y \in R^p$. Se presupune îndeplinită condiţia

$$n < m + p$$

În acest caz, dacă $\Lambda = \{\lambda_1, \ldots, \lambda_n\}$ este un set simetric de numere complexe date, există matricea de reacţie K_0 de la ieşire astfel încît

$$\sigma(A + BK_0C) = \Lambda$$

unde $\sigma(.)$ denotă spectrul unei matrice. Un algoritm pentru determinarea lui K_0 este prezentat în lucrare.

Problema care se studiază este: să se modifice convenabil vectorii proprii ai matricei $A+BK_0C$ păstrînd nemodificate valorile sale proprii. Scopul alocării unor vectori proprii este obţinerea unor proprietăţi dorite pentru sistemul în buclă închisă. În lucrare se explicitează, în termenii valorilor şi vectorilor proprii ai sistemului în buclă închisă, trei criterii de performanţă definite pentru trei probleme de comandă: 1) minimizarea unui criteriu pătratic integral; 2) problema decuplării perturbaţiei; şi 3) minimizarea sensibilităţii sistemului în buclă închisă.

Pentru rezolvarea acestor probleme se propune un algoritm de calcul şi se discută cîteva aspecte de implementare a acestui algoritm cu scopul reducerii numărului de operaţii necesare. Pentru minimizarea criteriilor corespunzătoare problemelor 1) — 3) se utilizează în mod normal un algoritm de minimizare fără restricţii. Deşi există expresii analitice pentru gradienţii funcţiilor obiectiv definite pentru problemele 1) — 3), expresiile lor sînt extrem de complicate. Din acest motiv este de preferat utilizarea unor aproximări numerice pentru gradienţi.

În *lucrarea 14.2/G4* este descrisă o aplicaţie de conducere cu calculatorul de proces a unui cazan de aburi pentru o centrală nucleară. Obiectivul primar al conducerii a fost creşterea puterii electrice a centralei fără însă a se prejudicia factorii de securitate şi economici impuşi. Din analiza funcţionării sistemului (incluzînd reactorul, cazanul de aburi, turbina etc.) a reieşit că parametrul cheie care trebuie controlat cît mai riguros este temperatura aburului la ieşirea din cazan. Utilizarea unor regulatoare convenţionale de tip PID pentru reglarea temperaturii nu a dat rezultate satisfăcătoare. În consecinţă s-a considerat oportună utilizarea unor metode de conducere moderne, bazate pe utilizarea unui model al instalaţiei şi a unor scheme de reglare avansate. Implementarea acestei strategii de conducere necesită folosirea unui calculator de proces.

Utilizarea unui sistem de calcul destinat conducerii asigură şi alte avantaje. Astfel, calculatorul efectuează automat culegerea unei cantităţi mari de date de măsurare din instalaţie. Aceste date se pot analiza off-line şi pe baza lor se pot face diverse raportări asupra funcţionării instalaţiei. Pentru asistarea luărilor de decizii se utilizează prezentări grafice pe terminale color. Avantajul major se obţine însă din flexibilitatea oferită de sistemul de calcul în scopul investigării în continuare a instalaţiei.

Natura complicată a problemei de conducere a necesitat elaborarea unui model al sistemului condus, cu ajutorul căruia s-a efectuat studierea caracteristicilor instalaţiei, testarea şi optimizarea algoritmilor de conducere. De asemenea, mo-

delul intervine în algoritmul de conducere utilizat. S-a elaborat un model simplificat pentru dependenţa temperaturii aburilor din cazan de debitele de apă la intrare şi temperatura gazului de încălzire de la reactor. Caracteristicile acestui model sînt: se poate simula în paralel cu evoluţia în timp real a sistemului, include efectele dinamice esenţiale, programul de calcul ocupă memorie redusă.

Sistemul de comandă se bazează pe modelul dedus care se foloseşte pentru predicţia funcţionării cazanului. Modelul este folosit în două moduri. În primul rînd o predicţie pe mai mulţi paşi se foloseşte pentru formarea semnalului de abatere pentru un regulator de tip PI. În al doilea rînd, o predicţie de un singur pas este utilizată pentru formarea abaterii dintre valoarea furnizată de model şi valoarea reală măsurată. Această abatere se utilizează pentru actualizarea modelului.

Performanţele sistemului de conducere au fost analizate atît prin simulare, cît şi în funcţionarea on-line a instalaţiei. Succesul aplicaţiei a fost confirmat prin decizia de a se implementa un sistem similar pentru un al doilea reactor.

În *lucrarea 14.2/G5* se prezintă o metodă de calcul al comenzilor optimale pentru mişcarea punct cu punct a unui manipulator. Acest tip de mişcare este frecvent utilizat în operaţiile efectuate de manipulatoare, însă de regulă se specifică numai coordonatele punctelor între care are loc mişcarea, fără să se specifice şi traiectoria ce leagă aceste puncte. În consecinţă, se poate pune problema determinării unor comenzi şi a unor traiectorii asociate, care să fie optimale într-un anumit sens. În lucrare se furnizează o procedură de calcul pentru rezolvarea următoarei probleme: Să se găsească comenzile din cuple care asigură următoarele obiective de comandă:

1) punctul final programat se atinge cu o precizie dorită şi cu viteze nule în cuple;

2) comenzile şi traiectoriile minimizează un criteriu de performanţă cum este timpul de transfer sau consumul de energie.

Modelul matematic al mişcării dinamice a manipulatorului este de forma

$$A(q)\ddot{q}+N(q,\dot{q})=R$$

unde $q \in R^n$ este vectorul coordonatelor generalizate, $R \in R^n$ este vectorul comenzilor din cuple (forţe sau momente), $A(q)$ este matricea de inerţie, iar $N(q,\dot{q})$ este vectorul forţelor Coriolis, centrifugale şi gravitaţionale. Punctele iniţiale şi finale sînt:

$$q(t^o)=q^o,\quad \dot{q}(t^o)=0$$

$$q(t^f)=q^f,\quad \dot{q}(t^f)=0$$

unde t^o şi t^f sînt respectiv, momentul iniţial şi final.

Criteriul de optim se alege de forma:

$$J=\alpha\sum_{i=1}^{n}\int_{t_i^0}^{t_i^f} K_i R_i^2\,dt+\beta T$$

unde $K_i>0$; t_i^0, t_i^f sînt timpii iniţiali şi finali pentru cupla i; $t^o=\min t_i^0$, $t^f=\max t_i^f$ $i=1,\ldots,n$; $T=t^f-t^o$.

Fixînd diferite valori pentru α şi β rezultă următoarele probleme:

I. $\alpha=0$, $\beta=1$ — problemă cu timp minim;
II. $\alpha=1$, $\beta=0$ — problemă cu energie minimă;
III. $\alpha>0$, $\beta>0$ — problemă mixtă.

Comenzile tipice pentru problema I au forma „bang-bang“ între valorile minime $R_{i\,min}$ şi maxime $R_{i\,max}$ ale comenzilor R_i. Parametrul care caracterizează

acest tip de comandă este deci timpul de comutație t_i^s. În cazul problemei II, comenzile tipice sînt de forma „saturație cu paliere“ și sînt caracterizate de pantele d_i respective. Pentru t_i^0, $i=1, \ldots, n$ fixați, valorile momentelor de comutație t_i^s pentru problema I se pot determina prin rezolvarea numerică a unei probleme bilocale. Pentru rezolvarea completă a problemei de optimizare trebuie determinate și momentele inițiale t_i^0, $i=1, \ldots, n$. În cazul III, drept parametri ai problemei de optimizare se definesc t_i^0 și d_i, $i=1, \ldots, n$.

În lucrare se descrie o procedură de calcul bazată pe metoda celei mai abrupte coborîri pentru minimizarea criteriului de performanță. Pentru problema II se rezolvă suplimentar și alegerea timpului optim, prin rezolvarea în prealabil a problemei I. Evaluarea gradienților necesită rezolvarea de fiecare dată a unei probleme bilocale. Implementarea legilor de comandă optimale nu ridică probleme deosebite datorită simplității acestora.

În *lucrarea 14.1/G6* se prezintă metode de sinteză a algoritmilor de generare a traiectoriilor pentru operarea manipulatoarelor. Se consideră cunoscut modelul matematic pentru manipulator

$$x(t)=F[q(t)] \tag{2}$$

$$A(q)\ddot{q}(t)+B(q,\dot{q})\dot{q}(t)+C(q)=M(t) \tag{3}$$

unde $x \in R^3$ este vectorul coordonatelor spațiale a punctului comandat al mecanismului într-un sistem de referință fix, $q \in R^m$ este vectorul variabilelor cinematice care definesc poziția mutuală a membrelor mecanismului, $M \in R^m$ este vectorul momentelor elementelor de execuție produse în cuple. Matricele $A(q)$, $B(q, q)$ și vectorul $C(q)$ caracterizează proprietățile inerțiale ale obiectului. Modelul (2) leagă variabilele interne q de variabilele de poziție x (externe) și poartă numele de *model cinetic.* Modelul (3) descrie dinamica variabilelor interne și se numește *model dinamic.*

Problemele considerate în lucrare sînt următoarele: Să se determine evoluțiile vectorilor $\dot{q}(t)$, $q(t)$ și eventual $\ddot{q}(t)$ prin care se realizează una dintre următoarele operații:

(I) transferul punctului comandat dintr-o poziție inițială x_0 într-o poziție finală $\bar{x}$ pe o traiectorie fixată $x^*(t)$;

(II) transferul punctului comandat de-alungul unei traiectorii definite de ecuațiile

$$\psi_1(x)=0, \quad \psi_2(x)=0$$

iar vitezele satisfăcînd relația

$$\psi_3(x,\dot{x})=\sum_{k=1}^{3} \dot{x}_k^2 - f(t,x)=0$$

Aceste probleme fac parte din așa-numita clasă a problemelor inverse pentru manipulatoare. În lucrare se prezintă două abordări pentru rezolvarea problemelor de mai sus.

Abordarea cinematică utilizează exclusiv modelul cinematic al manipulatorului. Astfel soluția problemei (I) se obține în forma

$$q^*(t)=\int_0^t \dot{q}^*(t)dt, \quad \dot{q}^*(x)=-\gamma J^{-1}(q)[\bar{x}-x^*(t)] \tag{4}$$

unde $J(q)=\dfrac{dF(q)}{dt}$, iar γ este o constantă negativă ce se alege din considerente de realizabilitate fizică a traiectoriei obținute.

Abordarea dinamică ține cont și de ecuațiile dinamice ale manipulatorului. În acest caz rezultă traiectoriile și pentru accelerații. Pentru problema (I), acestea au forma

$$\ddot{q}(x,\dot{x})=J^{-1}(q)\,\tau_0[\bar{x}-x^*(t)]-\tau_1\dot{x}^*(t)-\dot{H}(q,\dot{q})\dot{q}\ \} \tag{5}$$

unde $H(q,\dot{q})=\sum_{j=1}^{m} J_j(q)\dot{q}_j$, $J_j(q)=\frac{\partial J(q)}{\partial q_j}$, iar τ_0 și τ_1 se determină din condiții de stabilitate pentru traiectoria dorită

$$\ddot{x}^* + \tau_1\dot{x}^* + \tau_0 x^* = \tau_0\bar{x}$$

O altă problemă considerată în lucrare este realizarea unor caracteristici de forță dorite, necesare operării manipulatorului. În acest caz se presupun cunoscute suplimentar relațiile cinematice

$$G_x = N(q)M, \quad G_x = Q(q)G_y$$

unde G_x și G_y reprezintă vectorul forțelor în coordonatele punctului de comandă și respectiv, în coordonatele obiectului ce se manipulează. De notat că forțele G_y se pot măsura. Dacă $\bar{G}_x$ este forța necesară în punctul de comandă $\bar{x}$, atunci corecția care se aplică momentelor rezultă

$$\Delta M(t) = N^{-1}(q)[\bar{G}_x - Q(q)G_y(t)] \tag{6}$$

Rezolvarea problemei de comandă de ansamblu se poate face utilizînd o descompunere naturală a problemei: mai întîi se calculează momentele necesare pe baza relației (6), iar apoi se generează traiectoriile de urmat folosind relații cum sînt de exemplu (4) și (5).

BIBLIOGRAFIE

[1] W. M. Wonham, *Linear multivariable control: A geometric approach*, Springer Verlag, New York, 1979.

SISTEME DE CONDUCERE OPTIMALĂ

În paragrafele următoare prezentăm unele progrese înregistrate în domeniul sistemelor de conducere optimală, reflectate în lucrările incluse în *secțiunile 14.2/C* și *14.2/D* ale Congresului IFAC Budapesta, 1984. Tematica dezbătută cuprinde: formularea problemei optimale în domeniul frecvență și obținerea unor proprietăți de robustețe (lucrările [14.2/C1], [14.2/D1], proiectarea regulatoarelor suboptimale sau „aproape“ optimale ([14.2/C2], [14.2/D3]), conducerea optimală a proceselor cu întîrzieri ([14.2/C3], [14.2/D2]), proiectarea regulatoarelor cu acțiune întîrziată [14.2/C4]), conducerea în timp minim ([14.2/C5], [14.2/D5]), conducerea optimală a proceselor ARMAX ([14.2/C6]).

Demn de remarcat este faptul că, pe lîngă rezultatele teoretice remarcabile, majoritatea lucrărilor conțin exemple numerice, iar unele fac referiri la efectele obținute prin implementarea în practică a unor soluții propuse, făcînd comparații cu soluțiile „naturale“, neoptimale. Un exemplu în acest sens îl constituie lucrarea [14.2/C5], referitoare la conducerea în timp minim a roboților de manipulare.

Încheiem această scurtă introducere cu precizarea cîtorva notații frecvent folosite. Indicele superior T denotă transpunerea unei matrici. $A^*(s)=A^T(-s)$, unde s este variabilă complexă. $A\in P^{m\times r}(s)$ denotă că A este o matrice polinomială în variabila s, cu m linii și r coloane, adică $A=\sum_{i=0}^{n} A_i s^i$, unde $A_i\in R^{m\times r}$. Notăm $A\in R^{m\times r}(s)$ o matrice rațională în variabila s, cu coeficienți reali, cu m linii și r coloane. A(s) este *proprie (strict proprie)* dacă $\lim_{s\to\infty} A(s)$ este finită (respectiv zero),

Lucrarea 14.2/C1 generalizează teoria conducerii optimale liniare standard la *indici de performanță în domeniul frecvență* utilizînd abordarea factorizării spectrale. Lucrarea introduce ecuațiile Riccati cu matrici de transfer, care constituie instrumentul conceptual asociat proiectării optimale în domeniul frecvență.

Procesul este descris de următoarea ecuație în transformata Laplace

$$y(s)=W(s)u(s)+W(s)v_1(s) \tag{1}$$

unde variabila $v_1(t)$ nu poate fi comandată. Se presupune $v_1(t)=0$, pentru $t<t_0$. Matricea de transfer a procesului W(s) este rațională reală, de fază strict minimă și admite o factorizare comprimă la stînga $W(s)=A^{-1}(s)B(s)$.

Indicele de performanță este definit de

$$J=\int_{-\infty}^{\infty}[y^*(s)Q(s)y(s)+u^*(s)R(s)u(s)]_{s=j\omega}d\omega \tag{2}$$

unde Q(s) și R(s) sînt matrici raționale reale, $Q(s)=Q^*(s)$, $R(s)=R^*(s)$, $Q(j\omega)$ $[R(j\omega)]$ există pentru orice ω cu $Q(j\omega)\geqslant 0$ $[R(j\omega)>0]$, $\lim\limits_{s\to\infty} Q(s)<\infty$, $\lim\limits_{s\to\infty} R(j\omega)>0$ și $\lim\limits_{s\to\infty} R(s)$ este finită și nesingulară. Asupra lui W(s) se impun condiții suplimentare de regularitate, legate și de factorii $R^{1/2}(s)$ și $Q^{1/2}(s)$ ai matricilor R(s) și respectiv Q(s), cu $R(s)=[R^{1/2}(s)]^*R^{1/2}(s)$, unde $R^{1/2}(s)$, $R^{-1/2}(s)$ și $Q^{1/2}(s)$ nu au poli în semiplanul $Re[s]\geqslant 0$, iar $Q^{1/2}(s)$ are rangul constant în $Re[s]>0$. Datorită restricțiilor de spațiu nu putem preciza aici aceste condiții. Indicăm doar una dintre ele: zerourile lui $R^{-1/2}(s)$ să nu coincidă cu polii lui W(s). De asemenea, se impune ca $v_1(s)$ să se poată scrie sub forma $v_1(s)=R^{-1/2}(s)v'(s)$, unde $v_1'(t)$ este o funcție de timp nulă în afara intervalului $(t_0, 0)$.

Se consideră clasa legilor de comandă de forma

$$u(s)=K(s)y(s)+v_2(s) \tag{3}$$

unde K(s) este proprie, K(s)W(s) nu are simplificări poli-zerouri în $Re[s]\geqslant 0$ și

$$W_I^*(s)Q(s)W_I(s)+[I-K(s)W_I(s)]^*R(s)[I-K(s)W_I(s)]=R(s)$$

cu $W_I(s)$ — matricea de transfer a sistemului închis. Regulatorul (3) are starea nulă la momentul t_0; $v_2(t)$ poate fi ales arbitrar, dar $v_2(t)=0$ pentru $t<0$.

În aceste condiții se arată că matricea K(s) conduce la un sistem închis stabil și pentru $t>0$ definește un regulator optimal. Legea de reglare optimală se obține pentru $v_2(t)=0$. De asemenea, se arată că matricea K(s) satisface o relație care generalizează ecuația „diferenței la întoarcere" din teoria conducerii optimale lineare

$$W^*QW+R=[I+W^*K^*]R[I+KW]$$

unde, pentru simplificare, argumentul s a fost omis. De aici rezultă o ecuație de factorizare spectrală care este utilizată pentru determinarea soluției K. În lucrare se prezintă o procedură constructivă implicînd calcule cu matrici polinomiale, esența acesteia fiind rezolvarea în raport cu K a unei ecuații de forma KB=C, unde B și C sînt matrici polinomiale, iar B are rangul pe coloane complet. Se demonstrează că procedura propusă conduce la o matrice K satisfăcînd condițiile impuse. De asemenea, se stabilesc unele proprietăți de *robustețe*,

$$[I+W_D(-j\omega)]^T[I+W_D(j\omega)]\geqslant I[\text{pentru } R(s)=r(s)I,\ r(s)\in R^{1x1}(s)]$$

și de *fază minimă:* matricea $Z(s)=\overline{W}_D(s)[I+\overline{W}_D(s)]^{-1}$ este reală pozitivă $\overline{W}_D(s)$ este de fază minimă și orice zero pe axa $j\omega$ este simplu. Aici, $W_D(s)=K(s)W(s)$ este matricea de transfer a sistemului deschis, iar $\overline{W}_D(s)=R^{1/2}(s)W_D(s)R^{-1/2}(s)$.

În cazul proceselor de fază minimă, de rang complet și cu numărul de intrări egal cu numărul de ieșiri, regulatorul optimal are o descompunere în termenii soluției unei *ecuații Riccati cu matrici de transfer*

$$P^*(s)A(s)+A^*(s)P(s)+P^*(s)B(s)R^{-1}(s)B^*(s)P(s)-Q(s)=0$$

$$K(s)=R^{-1}(s)B^*(s)P(s).$$

Lucrarea stabilește astfel o legătură între abordarea în spațiul stărilor și cea în domeniul frecvență pentru proiectarea sistemelor de conducere optimală. Studierea problemelor de conducere și estimare caracterizate prin matrici polinomiale sau de transfer se justifică în primul rînd prin asigurarea unui compromis bun între performanțele procesului nominal și robustețea la variațiile de la procesul nominal.

Lucrarea 14.2/C2 prezintă o procedură recursivă de proiectare a regulatoarelor suboptimale pentru o clasă de sisteme nelineare permițînd îmbunătățirea succesivă a performanțelor. Aplicațiile potențiale ale tehnicii de proiectare propuse includ comanda manipulatoarelor cu dinamică puternic nelineară.

Se con᠆sideră un *sistem nelinear cu comanda aplicată linear*

$$\dot{x}(t)=f(x)+b(x)u, \quad t\in[t_0, T] \tag{4}$$

unde $x(t_0)=x_0$, $u\in\Omega$ (admisibilă), $\Omega\in R^m$, $x(t)\in R^n$, $x(T)\in G$ (compact).

Indicele de performanță pentru comandă și condiții inițiale date este

$$I(x_0, t_0; u)=\int_{t_0}^{T}[L(x)+||u||^2]dt+g(x(T)) \tag{5}$$

unde $L(x)$ este pătratică și pozitiv definită și $g(.)\geqslant 0$ pe G.

Pentru o lege de comandă dată $u(x, t)$ și o funcție $V(x, t)$ continuu diferențiabilă (de clasă C^1) se definește *funcția pre-hamiltonian*

$$H(x, \partial V/\partial x, u, t)=L(x)+||u||^2+(\partial V/\partial x)^T(f(x)+b(x)u).$$

Legea de comandă u_{min} care dă minimul lui H în raport cu u este

$$u=-{}^1/_2 b^T(x)(\partial V/\partial x). \tag{6}$$

Se presupune că legea de comandă optimală, notată $\bar{u}$, există și satisface ecuația Hamilton-Jacobi-Bellman. Adică, există o funcție $\bar{V}(x, t)$ de clasă C^1 astfel încît

$$\frac{\partial\bar{V}(x,t)}{\partial t}+\min_{u\in\Omega}\{H(x, \partial\bar{V}/\partial x, u, t)\}=0 \tag{7}$$

$$\bar{V}(x(T), T)=g(x(T)).$$

Ideea care stă la baza procedurii de proiectare din lucrare este următoarea: se determină un șir de comenzi suboptimale u_i date de relația (6), unde V este soluția unei ecuații similare cu (7) dar cu operatorul de minimizare eliminat. Șirul u_i converge la comanda optimală $\bar{u}$. Din motive de ordin practic (flexibilitate în rezolvare) ecuațiile de tip (7) sînt înlocuite cu inecuații. Principalul rezultat este indicat mai jos.

Teorema 5. Să considerăm perechile $\{u_i, V_i\}$, $i=0, 1, 2, \ldots,$ cu u_i o comandă admisibilă şi V_i de clasă C^1 pozitiv definită. Dacă sînt satisfăcute condiţiile

$$\frac{\partial V_i}{\partial t} + \frac{\partial V_i^T}{\partial t}[f(x)+b(x)u_i]+L(x)+||u_i||^2=s_i(x, t) \tag{8.a}$$

$$V_i(x(T), T)=g(x(T))-s_i(x(T), T) \tag{8.b}$$

unde $s_i(x, t)$ este de clasă C^0 şi negativ definită, atunci $V_i(x, t)$ este o margine superioară pentru funcţia de cost (5) pentru orice $t\in[t_0, T]$, adică $V_i(x_0, t_0)\geqslant I(x_0, t_0; u)$. Dacă u_i este dat de (6) cu V înlocuit prin V_{i-1} şi

$$0\geqslant s_i(x, t)\geqslant s_{i-1}(x, t) \tag{9}$$

atunci

$$V_i(x, t)\leqslant V_{i-1}(x, t).$$

Pentru i fixat, prima parte a enunţului corespunde Teoremei 4 din lucrare. Pentru $s(x, t)=0$ se obţine Teorema 1.

Teorema 5 constituie baza procedurii de proiectare iterative. Ea asigură descreşterea marginii superioare a funcţiei de cost. Procesul iterativ poate fi întrerupt dacă valoarea obţinută este satisfăcătoare. Dacă definim $V_i(x(T), T)=g(x(T))$, pentru orice i, atunci condiţia (9) poate fi relaxată la

$$s_i(x, t)\geqslant s_{i-1}(x, t)-||u_{i-1}+{}^1/_2 b^T(x)\frac{\partial V_{i-1}}{\partial x}||^2.$$

Dacă $V_1=\lim\limits_{i\to\infty} V_i$ satisface de asemenea ecuaţiile (8) atunci $V_1=V$ şi legea de comandă corespunzătoare este optimală.

Se poate arăta că în cazul problemei cu timp final infinit şi fără cost final, dacă f(x) şi b(x) sînt de clasă C^1, iar V_{i-1} este de clasă C^2 şi perechea $\{u_{i-1}, V_{i-1}\}$ satisface (8), atunci u_i dat de (6) cu V înlocuit prin V_{i-1} este comandă admisibilă, stabilizatoare, care asigură un indice de performanţă V_i mărginit. Dacă în plus V_i este de clasă C^2, atunci perechea $\{u_i, V_i\}$ satisface (8) şi procesul iterativ poate fi continuat.

Lucrarea 14.2/C3 tratează conducerea optimală discretă a proceselor cu întîrzieri rezultate din transferuri unidirecţionale de material. Astfel de procese, frecvent întîlnite în practică, pot fi reprezentate ca o cascadă de subsisteme lineare

$$S_{ci}:\ \dot{x}_{ci}(t)=A_{ci}x_{ci}(t)+B_{ci}u_{ci}(t)+E_{ci}v_{ci}(t) \tag{10}$$

$$y_{ci}(t)=C_{ci}x_{ci}(t)+D_{ci}u_{ci}(t) \qquad i=1, \ldots, p$$

subsistemul i+1 fiind legat de subsistemul i printr-o linie de întîrziere

$$\nu_{ci}:\ v_{ci+1}(t)=y_{ci}(t-\tau_{ci}), \qquad i=1, \ldots, p-1 \tag{11}$$

unde v_{ci} este ieşirea întîrziată a blocului precedent. În multe cazuri, întîrzierea τ_{ci} este destul de mare în comparaţie cu constantele de timp ale subsistemului S_{ci} şi nu poate fi neglijată.

În lucrare se presupune că se implementează regulatoare cu eşantionare avînd elemente de reţinere de ordinul zero, adică

$$u_{ci}(t)=u_i(k), \qquad kT\leqslant t<(k+1)T$$

unde T este perioada de eșantionare. Se arată că tranziția (în timp) a valorilor eșantionate este descrisă de o ecuație cu diferențe finit-dimensională, fără a se face nici o ipoteză asupra comportării stării între momentele de eșantionare:

$$x(k+1)=Ax(k)+Bu(k) \tag{12}$$

unde $x(k)=[x_p^T(k), z_{p-1}^T(k), x_{p-1}^T(k), \ldots, z_1^T(k), x_1^T(k)]^T$

$u(k)=[u_p^T(k), u_{p-1}^T(k), \ldots, u_1^T(k)]^T$

cu $x_1(k)=x_{c1}(kT)$, $x_i(k)=[x_{ci}^T(kT), v_i^T(k-1), \ldots, v_i^T(k-i+1)]^T$

$v_{i+1}(k)=y_i(k-\nu_i)$, $y_i(k)=[x_i^T(k), u_{ci}^T(kT)]^T$, $z_i(k)=[y_i^T(k-\nu_i), \ldots, y_i^T(k-1)]^T$

iar $\nu_1=\mu_1-1$, $\nu_2=\mu_2-2, \ldots$, iar μ_i este numărul întreg astfel încît $(\mu_i-1)T<\tau_{ci}\leqslant\mu_i T$. Întrucît modelul discret corespunzător ecuațiilor (10) și (11) este

$$S_i:\ \begin{aligned} x_i(k+1)&=A_i x_i(k)+B_i u_i(k)+E_i v_i(k)\\ y_i(k)&=C_i x_i(k)+D_i u_i(k)\end{aligned}$$

$$\nu_i:\ \begin{aligned} z_i(k+1)&=F_i z_i(k)+G_i y_i(k)\\ v_i(k)&=H_i z_i(k)\end{aligned}$$

matricile A și B din (12) au structura

$$A=\begin{Bmatrix} A_p & E_pH_{p-1} & 0 & \ldots & 0 & 0\\ 0 & F_{p-1} & G_{p-1}C_{p-1} & \cdot & 0 & 0\\ 0 & 0 & A_{p-1} & \cdot\ \cdot & 0 & 0\\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots\\ 0 & 0 & 0 & \ldots & F_1 & G_1C_1\\ 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 & A_1 \end{Bmatrix},\quad B=\begin{Bmatrix} B_p & 0 & \ldots & 0\\ 0 & G_{p-1}D_{p-1} & \cdot & 0\\ 0 & B_{p-1} & \cdot\ \cdot & 0\\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots\\ 0 & 0 & \ldots & G_1D_1\\ 0 & 0 & \ldots & B_1 \end{Bmatrix}$$

Se utilizează indicele de performanță

$$J=\sum_{k=0}^{\infty}[x^T(k)Qx(k)+u^T(k)Ru(k)]$$

unde $Q=\mathrm{diag}(Q_p, 0, Q_{p-1}, 0, \ldots, 0, Q_1)$, $R=\mathrm{diag}(R_p, R_{p-1}, \ldots, R_1)$ (căci stările $z_i(k)$ pot să nu fie explicit ponderate, fiind valorile întîrziate ale lui $x_i(t)$ și $u_i(t)$). Rezolvarea directă a problemei optimale implică soluționarea unei ecuații Riccati de dimensiunea $n=\sum_{i=1}^{p}n_i+\sum_{i=1}^{p-1}\nu_i r_i$, unde $n_i=\dim(x_i)$, $r_i=\dim(y_i)$. Constantele ν_i pot fi foarte mari, dacă întîrzierile τ_{ci} sînt mari în comparație cu dinamica lui S_{ci}.

În lucrare se propune o metodă care implică rezolvarea unei ecuații algebrice Riccati de ordin $\bar{n}=\sum_{i=1}^{p}n_i$ și evaluări recursive similare celei efectuate la o iterație a ecuației cu diferențe Riccati (pentru problema optimală discretă cu timp final fixat). Recurența se inițializează cu soluția ecuației algebrice Riccati, iar valoarea obținută la ultima iterație este soluția ecuației Riccati originale. Metoda exploatează structura matricilor A, B, Q și R și este dedusă utilizînd programarea dinamică. Se consideră în detaliu numai cazul $p=2$, pentru care numărul de evaluări recursive este ν_1. Autorii raportează o reducere a timpului de calcul de 3—4 ori față de metoda directă.

Lucrarea 14.2/C4 tratează problema sintezei unui regulator linear utilizînd numai variabile de stare observabile şi care asigură o comportare dorită în regimurile tranzitoriu şi staţionar. Se arată că problema poate fi reformulată ca o problemă de conducere optimală. Regulatorul rezultat conţine reacţie întîrziată de la stările observabile şi acţiune directă întîrziată de la referinţă. Este tratat numai cazul unui sistem monovariabil, dar rezultatele pot fi extinse la sisteme multivariabile.

Se consideră sistemul linear invariant în timp

$$\dot{x}(t)=Ax(t)+Bu(t),\quad y(t)=Cx(t),\quad z(t)=Dy(t) \tag{13}$$

unde $x\in R^n$, $y\in R^m$, $z,u\in R$, y fiind vectorul observabil, iar z ieşirea reglată. Se presupune că sistemul (13) este minimal şi că matricea C are rangul complet m. Ieşirea z(t) trebuie să urmărească cu eroare staţionară nulă mărimea de referinţă arbitrară $z_{ref}(t)$. Condiţiile de regim tranzitoriu se exprimă ca limite asupra timpului de stabilire, suprareglajului şi netezimii lui z(t).

Legea de comandă căutată se poate exprima în termenii ieşirii unui sistem extins, de ordin n+l, $l<\rho\leqslant n$ (cu ρ *indicele de observabilitate* al lui (13))

$$\dot{\hat{x}}=\hat{A}\hat{x}+\hat{B}\hat{u},\quad \hat{y}=\hat{C}\hat{x},\quad \hat{z}=\hat{D}\hat{y} \tag{14}$$

unde $\hat{x}=[x^Tx_{n+1}\dots x_{n+l}]^T$, $\hat{y}=[y^Ty_{m+1}\dots y_{m+l}]^T$

$$x_{n+1}=u,\quad \dot{x}_{n+1}=x_{n+2},\dots,\ \dot{x}_{n+l}=\hat{u},\quad y_{m+i}=x_{n+i},\quad i=1,\dots,l$$

$$\hat{A}=\begin{bmatrix} A & B & 0\\ 0 & 0 & I\\ \underbrace{0}_{n} & \underbrace{0}_{1} & \underbrace{0}_{l-1}\end{bmatrix}\begin{matrix}\}n\\ \}l-1,\\ \}1\end{matrix}\quad \hat{B}=\left[\begin{matrix}0\\ \vdots\\ 0\\ \underbrace{1}_{1}\end{matrix}\right]\}n+l,\quad \hat{C}=\begin{bmatrix} C & 0\\ \underbrace{0}_{n} & \underbrace{I}_{l}\end{bmatrix}\begin{matrix}\}m\\ \}l\end{matrix},\quad D=[\underbrace{D}_{m}\ \underbrace{0}_{l}].$$

Sistemul extins este de asemenea minimal şi rang $[\hat{C}]=m+l$. Starea sistemului (14) poate fi reconstruită din ieşirile acestuia şi derivatele lor, conform relaţiei

$$\hat{x}=\hat{G}^{-1}\tilde{\hat{y}},\quad \tilde{\hat{y}}=[y_1y_1^{(1)}\cdots y_1^{(r_1)}\dots y_my_m^{(1)}\cdots y_m^{(r_m)}\ y_{m+1}\cdots y_{m+l}]^T,\ \sum_{i=1}^{m} r_i=n-m,$$

iar $\hat{G}$ este o matrice nesingulară (funcţie de A şi C). În anumite condiţii nu este necesară extinderea sistemului (13) şi atunci în formulele de mai sus se pune l=0. Pentru a elimina derivatele, în lucrare se propune utilizarea unor ieşiri întîrziate. Legea de comandă se scrie

$$\hat{u}(t)=\sum_{i=0}^{r_{max}}\hat{K}_i\hat{y}(t-ih) \tag{15}$$

unde $r_{max}=\max\limits_{i=1,n-m}(r_i)$, $\hat{K}_i\in R^{1x(m+l)}$ pentru orice i, iar h (h>0) este o întîrziere. Se afirmă că există o lege (15) care asigură stabilitatea sistemului (14) şi că $u=x_{n+1}$ stabilizează sistemul original (13).

Alegerea lui h este dictată de caracteristicile sistemului. Pentru a determina amplificările K_i se formulează o problemă de optimizare patratică pe un orizont de timp infinit, care diferă de problema standard prin forma legii de comandă (15) şi impunerea ieşirii dorite; pentru referinţă treaptă $z(t)=0$, $t<0$, $z(t)=1$, $t\geqslant 0$ sau echivalent $z(t)=1$, $t<0$ şi $z(t)=0$, $t\geqslant 0$. Întrucît există cel puţin o lege de comandă pentru care indicele de performanţă este finit (conform afirmaţiei precedente),

există o traiectorie de comandă optimală care minimizează acest indice. Rezolvarea problemei se poate face utilizînd o metodă numerică. Satisfacerea performanțelor tranzitorii dorite se poate realiza prin alegerea corespunzătoare a matricilor de ponderare Q și R din indicele patratic.

În cazul în care mărimea de referință este o funcție arbitrară $z_{ref}(t)$ se rezolvă problema pentru sistemul

$$\dot{\hat{x}}_e = \hat{A}\hat{x}_e + \hat{B}\hat{u}_e, \quad \hat{y} = \hat{C}\hat{x}_e, \quad z_e = \hat{D}\hat{y}_e \tag{16}$$

unde $\hat{x}_e = \hat{x} - \hat{x}_{ref}$, $\hat{y}_e = \hat{y} - \hat{y}_{ref}$, $\hat{u}_e = \hat{u} - \hat{u}_{ref}$, $z_e = z - z_{ref}$ iar traiectoriile variabilelor cu indicele „ref" sînt soluțiile lui (14) corespunzătoare cazului $z(t) = z_{ref}(t)$. (Aceste traiectorii trebuie să existe pentru ca să se poată determina o comandă mărginită astfel încît $z(t) = z_{ref}(t)$.) Rezolvînd problema de optimizare pentru sistemul (16) cu $z_e(t) = 1$, $t \leqslant 0$ se obține legea de comandă optimală $\hat{u}_e(t) = \sum_{i=0}^{r_{max}} \hat{K}_i \hat{y}_e(t-ih)$ de unde

$$\hat{u}(t) = \hat{u}_{ref}(t) + \hat{u}_e(t) = \hat{u}_{ref}(t) + \sum_{i=0}^{rmax} \hat{K}_i[\hat{y}(t-ih) - \hat{y}_{ref}(t-ih)].$$

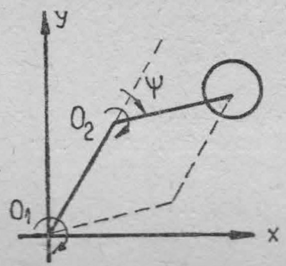


Fig. 4. Manipulator cu două corpuri.

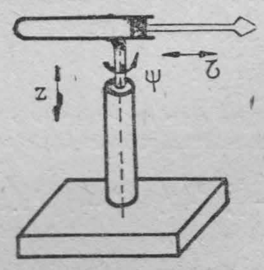


Fig. 5. Manipulator în coordonate cilindrice.

Această lege impune cunoașterea a priori a traiectoriilor $\hat{u}_{ref}(t)$ și $\hat{y}_{ref}(t)$. Aceste traiectorii pot fi în general exprimate în funcție de $z_{ref}(t)$, a cărei structură este cunoscută în aplicații. Astfel, pentru $z_{ref}(t)$ funcție polinomială de grad $N < n+1$, avem

$$\hat{y}_{ref}(t-ih) = \sum_{j=0}^{N} L_{ij} z_{ref}(t-jh), \quad i = 0, \ldots, r_{max}; \quad \hat{u}_{ref}(t) = \sum_{i=0}^{N} M_i z_{ref}(t-ih)$$

unde L_{ij} și M_i sînt constante.

Lucrarea 14.2/C5 consideră problema conducerii optimale a roboților de manipulare. Sînt prezentate traiectoriile optimale ca timp ale unor roboți cu 2 și 3 grade de libertate. Întrucît roboții de manipulare sînt larg utilizați pentru diferite

operații tehnologice în industrie, este important să utilizeze regimuri de funcționare eficiente, optimale ca timp sau consum de energie. În lucrare se consideră următoarea problemă: să se găsească comanda în buclă deschisă care transferă robotul dintr-o poziție inițială dată într-o poziție finală dată în timpul minim posibil. Se iau în considerare diferite scheme cinematice ale robotului, diferite restricții impuse comenzii și diferite specificații ale pozițiilor inițiale. Unele regimuri au fost realizate experimental pentru roboți industriali, iar rezultatele obținute au arătat că regimurile optimale necesită cu 40—60% mai puțin timp decît cele neoptimale, „naturale".

Sînt studiate întîi traiectoriile optimale ale unui manipulator simplu cu două corpuri rigide (fig. 4), de lungime L, conectate între ele prin intermediul articulației O_2. Articulația O_1 leagă unul din corpuri cu baza. Axele ambelor articulații cilindrice sînt perpendiculare pe planul manipulatorului. Manipulatorul este condus prin două cupluri M_1 și M_2 aplicate la axele articulațiilor. Se presupune că masa manipulatorului este neglijabilă în comparație cu masa sarcinii m și că sarcina este punctuală. Mișcarea sarcinii este descrisă de ecuațiile diferențiale

$$m\ddot{x}=Rx+M_1y/\rho^2, \quad m\ddot{y}=Ry-M_1x/\rho^2$$

$$R=\Gamma(M_1-2M_2)/[\rho^2(4L^2-\rho^2]^{1/2}, \quad \rho^2=x^2+y^2$$

$$\Gamma=\text{sign}\ \psi, \quad \psi=\pm\arccos(\rho^2-2L^2)/2L$$

unde x și y sînt coordonatele carteziene ale sarcinii, iar ψ este unghiul dintre corpuri. Geometria sistemului implică două configurații posibile ale manipulatorului pentru fiecare poziție a sarcinii, aceste configurații deosebindu-se între ele prin semnul unghiului Γ. Valoarea $\Gamma=1$ ($\Gamma=-1$) corespunde configurației Γ_+ (Γ_-) desenate cu linie plină (întreruptă) în fig. 4.

Problemă: Se presupune că la momentul inițial t=0 sarcina se află în starea

$$x(0)=x_0, \quad y(0)=y_0, \quad \dot{x}(0)=\dot{y}(0)=0, \quad 0<x_0^2+y_0^2<4L^2.$$

Se cere să se determine cuplurile de comandă $M_1(t)$ și $M_2(t)$ și tipul configurației (Γ_+ sau Γ_-) care asigură transferul optimal al sarcinii din starea inițială în starea finală $x(T)=x_1$, $y(T)=y_1$, $\dot{x}(T)=\dot{y}(T)=0$, $0<x_1^2+y_1^2<4L^2$, cu T minim și cu restricțiile impuse cuplurilor $|M_1|\leqslant M_0$, $|M_2|\leqslant M_0$.

Această problemă a fost rezolvată numeric utilizînd metoda aproximațiilor succesive pentru diverse valori x_0, y_0, x_1 și y_1. Rezultatele obținute au arătat importanța configurației asupra valorii timpului minim. De exemplu, s-a obținut raportul $(T_+ - T_-)/\min(T_+, T_-)=0{,}22$ între timpii optimali T_+ și T_- corespunzători configurațiilor Γ_+, respectiv Γ_-.

O altă problemă rezolvată a fost determinarea tipului optim de configurație în cazul în care traiectoria de la starea inițială la cea finală este o linie dreaptă, iar legea de comandă este bipozițională („bang-bang") cu o comutare. S-a constatat că diferența între timpul de transfer corespunzător acestei legi și timpul optimal nu depășește 17%, deci soluția aceasta simplă este convenabilă în practică.

În lucrare se studiază de asemenea traiectoriile optimale ale unui manipulator cu trei grade de libertate (fig. 5), corespunzătoare translațiilor orizontală și verticală ale brațului și rotației în jurul axei verticale. Comanda manipulatorului se realizează prin forțele de acționare, pe orizontală și verticală, și un cuplu aplicat axei de rotație. Se consideră o comandă simultană a translației orizontale și a rotației brațului. Ecuațiile de mișcare se scriu în coordonate cilindrice. Se consideră

numai cazul în care mişcarea de rotaţie a braţului este relativ lentă, astfel încît forţa centrifugă poate fi neglijată.

În final se tratează problema conducerii optimale a manipulatoarelor cu un număr redundant de grade de libertate, ceea ce dă posibilitatea optimizării regimurilor de funcţionare; fiecare grad de libertate poate fi controlat independent. Un exemplu îl constituie cazul în care sarcina se mişcă în plan, dar interesează numai poziţia centrului ei, nu şi orientarea acesteia. În acest caz sînt trei grade de libertate, dar două sînt suficiente pentru soluţionarea problemei. S-a studiat comportarea „naturală" şi comportarea optimală a unor roboţi industriali, obţinîndu-se reduceri cu 40—60% a timpului de transfer.

Lucrarea 14.2/C6 prezintă o nouă metodă de proiectare optimală linear-pătratică pentru procese ARMAX. Metoda operează în domeniul timp şi rezolvă problema pentru un orizont comandă finit, dar este posibil să se determine şi legea de comandă staţionară. Se utilizează factorizarea şi descompunerea secvenţială a anumitor *matrici bandă*. Se consideră atît problema de reglare, cît şi problema de urmărire. Soluţia staţionară, dacă există, este *unică* şi este optimală şi în regimurile tranzitorii şi nestaţionare, cum ar fi schimbarea referinţei, comandă după program etc.

Procesul este modelat prin relaţia intrare-ieşire

$$y(t)+\sum_{i=0}^{\partial a} a_i y(t-i)=\sum_{i=0}^{\partial b} b_i u(t-i)+\eta(t) \tag{17}$$

relaţie rescrisă, pentru comoditate, $ay(t)=bu(t)+\eta(t)$, unde a şi b sînt polinoame în operatorul de întîrziere ζ ($a=a(\zeta)=1+a_1\zeta+\ldots+a_{\partial a}\zeta^{\partial a}$ şi similar b). Termenul $\eta(t)$ este eşantionul unui proces stocastic staţionar de medie nulă cu dispersie finită şi $E\{\eta(t)\eta(t-i)\}=\rho_i$, cu $\rho_i=0$ pentru $|i|>\partial c$. Procesul $\{\eta\}$ poate fi modelat ca *proces de medie alunecătoare* $\eta(t)=ce(t)$, unde e(t) este un zgomot alb discret, $E\{e^2(t)\}=\sigma_e^2$, iar coeficienţii polinomului c, de grad ∂c, satisfac

$$c_0=1,\quad \rho_i=\sigma_e^2\sum_{j=0}^{\partial c-i} c_{j+i}c_j,\quad i=0,1,\ldots,\partial c.$$

Dacă se definesc vectorii y, u şi η ca avînd componentele $y_k=y(k)$, $u_k=u(k)$ şi respectiv $\eta_k=\eta(k)$, relaţiile obţinute din (17) pentru $t=t_0+1,\ldots,t_0+T$ se rescriu matricial sub forma

$$Ay=Bu+C\hat{e}+\zeta^0 \tag{18}$$

unde vectorul ζ^0 reflectă condiţiile iniţiale pentru $t=t_0$, A, B şi C sînt matrici bandă inferioară cu lărgimi de bandă ∂a, ∂b şi respectiv ∂c, iar $\hat{e}=\eta-\hat{\eta}=y-\hat{y}$ este eroarea de predicţie optimală pe un pas. Predicţia optimală a lui y(t) pentru orice u(t) dat se scrie ca

$$\hat{y}(t)=-\sum_{i=1}^{\partial a} a_i y(t-i)+\sum_{i=0}^{\partial b} b_i u(t-i)+\sum_{i=1}^{\partial c(t)} c_i(t)[y(t-i)-\hat{y}(t-i)]$$

unde $\partial c(t)=\min(\partial c, t)$, iar $c_i(t)$ sînt elementele nenule ale liniei t ale matricei bandă inferioară L din factorizarea matricei de covarianţă a lui η: $E\{\eta\eta^T\}=LDL^T$, unde D este matrice diagonală. S-a presupus că nu există legătură ascunsă între u şi η, adică $E\{[y(t)-\hat{y}(t)]u(t-i)\}=0$, $t>0$, $0\leqslant i<t+\partial b$.

Pînă la momentul t_0 s-a aplicat procesului un şir de comenzi arbitrare, dar finite. Trebuie determinată strategia de comandă *realizabilă* care minimizează

$$J=\frac{1}{T}E\left\{\sum_{k=1}^{T}[(y(t_0+k)-w(t_0+k))^2+\omega(\Delta u(t_0+k))^2]+\omega_s\sum_{k=T-\partial b+1}^{T}(\Delta u(t_0+k))^2\right. \quad (19)$$

unde $\{w\}$ este semnalul de comandă extern (referinţa) şi T este orizontul de comandă finit. Al doilea termen, cu $\omega\geqslant 0$ penalizînd incrementele $\Delta u(t)=u(t)-u(t-1)$, este inclus pentru a atenua (dacă se doreşte) intrarea $\{u\}$. Ultimul termen, cu $\omega_s>0$, are rolul de a asigura stabilitatea asimptotică a legii optimale pentru $\omega=0$. Pentru $T\to\infty$ acest termen poate fi neglijabil.

Strategia de comandă poate utiliza ieşirile şi intrările trecute şi informaţia a priori despre $\omega(t)$. Se consideră două cazuri:

Urmărire: Se cunoaşte doar $w(j)$ pentru $j\leqslant t$, cînd se generează $u(t)$. În acest caz $w(t)$ este incert a priori şi poate fi modelat ca $w(t)=w(t-1)+e_w(t)$, unde incrementele de medie nulă $e_w(t)$ sînt necorelate cu $w(t-i)$, $y(t-i)$ şi $u(t-i)$ pentru $i>0$, iar covarianţele lor pot fi variante în timp, dar finite. Cazul consemnului fixat dat *(problema reglării)* se obţine dacă $e_w(t)$ are dispersie nulă.

Comandă program: Şirul de consemne viitoare este dat a priori şi regulatorul poate opera asupra lui.

Rezultatul principal al lucrării îl constituie următoarea teoremă.

Teoremă. Legea de comandă lineară realizabilă care generează $u(t_0+k)$, $1\leqslant k\leqslant T$ şi minimizează (19) este obţinută din linia k a relaţiei vectorial-matriciale

$$(\Delta+R)u+Sy+\mathring{P}e+x^0-x^w \doteq 0 \quad (20)$$

unde R, S şi P sînt matrici bandă inferioară strict, Δ este o matrice diagonală cu elemente pozitive, x^0 este un vector funcţie de condiţiile iniţiale, iar x^w un vector funcţie de referinţă.

În lucrare este dată o procedură pentru determinarea matricilor Δ, S, P şi R (inclusiv a lărgimilor de bandă) şi a vectorilor x^0 şi x^w. Procedura implică factorizarea $\phi^T\Delta\,\phi=B^TB+A^T\theta^T\Omega\theta A$, cu ϕ matrice bandă inferioară strict, rezolvarea în S şi F a unei ecuaţii matriciale de forma $B^T=\phi^TS+F^TA$ (descompunere matricială), cu F (şi S) bandă inferioară (strict) şi rezolvarea unor sisteme liniare. Matricile **A** şi B sînt cele definite în (18), Ω este matrice diagonală $\Omega_{kk}=\omega$ pentru $k\leqslant T-ab$ şi cu $\Omega_{kk}=\omega+\omega_s$ pentru $k>T-\partial b$, iar $\theta_{kk}=1$, $\theta_{k+1,k}=-1$ şi zero în rest. Aceste calcule se pot realiza recursiv pentru k descrescător (în *timp invers*). Din relaţia (20) se poate exprima direct comanda u(t) (Corolarul 1 al lucrării).

Pentru teorema prezentată se dă o demonstraţie constructivă. Se prezintă de asemenea soluţia staţionară a problemei optimale în cazul $T\to\infty$. Această soluţie, dacă există, poate fi determinată prin factorizare spectrală, rezolvări de ecuaţii polinomiale şi împărţiri de polinoame. Rezultatul respectiv este precizat în Corolarul 2 al lucrării. De notat că aici cazul staţionar rezultă ca limită pentru $T\to\infty$ a soluţiei obţinute pentru orizontul de timp T. Aceasta garantează nu numai optimalitatea legii de comandă, dar şi o comportare bună în regimurile tranzitorii şi staţionare. Structura de reglare corespunzătoare include un predictor al ieşirii procesului. Rezultatele prezentate pot fi utilizate şi în conducerea adaptivă a proceselor cu regulatoare autoacordabile.

Lucrarea 14.2/D1 introduce un indice de performanţă compus (numit şi *dual*) pentru sinteza regulatoarelor întrunind atît cerinţele de performanţă impuse, cît şi proprietăţi bune de sensibilitate şi robusteţe. Indicele cuprinde, pe lîngă termenii uzuali de ponderare a erorii şi a comenzii, şi norma matricei de sensibilitate. Se prezintă o procedură implicînd condiţii de optimalitate în domeniul timp şi utilizarea metodelor matricilor polinomiale.

Se consideră un sistem multivariabil linear invariant în timp avînd configuraţia în buclă închisă, indicată în fig. 6, pentru care se pot scrie ecuaţiile

$$y=v+d,\quad V=Wu,\quad d=W_0\xi,\quad z=y+\nu,\quad r=W_1\zeta,\quad e_0=r-z+n$$

unde n este zgomotul la intrare, ξ, ν şi ζ sînt zgomote albe staţionare cu medie nulă, necorelate şi cu matrici de covarianţă constante Q, R şi respectiv $Q_{\zeta\zeta}$, iar matricile de transfer $W \in R^{r\times m}(s)$, $W_0 \in R^{r\times q}(s)$, $W_1 \in R^{r\times q}(s)$ sînt strict proprii.

Indicele de performanţă este definit de $J = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}(J_T^1 + J_T^2)$ (1)

cu $J_T^1 = E\left\{\langle e, Q_1 e\rangle_{H_r} + \langle u, R_1 u\rangle_{H_m}\right\}$, $J_T^2 = E\left\{\langle e_0, Q_2 e_0\rangle_{H_r} + \langle v, Q_3 v\rangle_{H_r}\right\}$

unde $e = r - y$, produsele scalare sînt definite pe $L_2^r[-T, T]$ şi respectiv $L_2^m[-T, T]$, iar matricile de ponderare date în domeniul complex $Q_1, Q_2, Q_3 \in R^{r\times r}(s)$, $R_1 \in R^{m\times m}(s)$

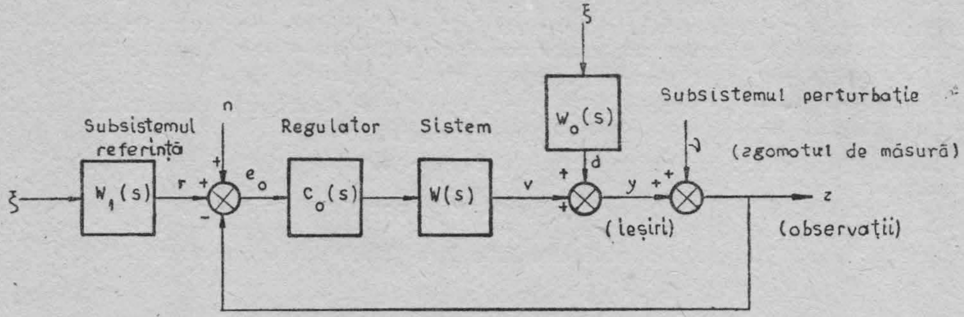


Fig. 6. Sistemul de conducere optimală în buclă închisă.

admit factorizări de forma $Q_i = \tilde{Q}_i^* \tilde{Q}_i$, $i = 1, 2, 3$, $R_1 = \tilde{R}_1^* \tilde{R}_1$. Indicele J_T^2 este reprezentarea în domeniul timp a unui criteriu în domeniul frecvenţă care ponderează matricile S şi T definite mai jos.

Din fig. 6 se obţine

$$y = (I + WC_0)^{-1}d + (I + WC_0)^{-1}WC_0(r + n - \nu) \triangleq Sd + T(r + n - \nu)$$

unde matricile S, $T \in R^{r\times r}(s)$ sînt numite matrici de *sensibilitate* şi respectiv *sensibilitate complementară*. Se introduce şi matricea de transfer între u şi r $G_c = C_0(I + WC_0)^{-1}$. Între W, C_0, S şi T există următoarele relaţii

$$T = WG_c, \quad G_c = C_0 S, \quad S = I - T, \quad C_0 = G_c S^{-1}. \tag{2}$$

Metoda propusă pentru determinarea matricii C_0 a regulatorului optimal are trei paşi: (1) Obţinerea condiţiei necesare şi suficiente de optimalitate în domeniul timp prin tehnica de gradient uzuală; (2) Transformarea condiţiei de optimalitate în domeniul s pentru a obţine ecuaţia pentru C_0; (3) Utilizarea unei descrieri în fracţii matriciale pentru obţinerea parametrilor regulatorului.

(1) Condiţia necesară şi suficientă de optimalitate pentru indicele (1) şi configuraţia în buclă închisă din fig. 6 este

$$((W * \tilde{Q} W + R_1) G_c \Phi_{cc} - W * (Q_1 \Phi_0 + Q_2 \Phi_{cc}))(t) = 0, \ \forall\ t \geqslant 0 \tag{3}$$

unde $\tilde{Q} = Q_1 + Q_2 + Q_3$, $\Phi_{cc} = \Phi_0 + \Phi_{\nu\nu} = \Phi_{rr} + \Phi_{dd} + \Phi_{\nu\nu}$,

Φ_{xx} este matricea de corelaţie a semnalului x, iar W şi G_c sînt interpretate ca matrici pondere.

(2) Matricea de transfer optimală corespunzătoare condiţiei (3) satisface

$$G_c = Y_1^{-1}\left\{(Y_1^*)^{-1} W * (Q_2 Y + Q_1 \Phi_0 (Y^*)^{-1})\right\}_{+Y-1}$$

unde factorii spectrali generalizați Y, Y_1 sînt definiți de $YY^* = \phi_{cc}$, $Y_1^* Y_1 = W^*\tilde{Q}W + R_1$ și $\{\cdot\}_+$ denotă contribuția cauzală a transformatei Laplace bilaterale. Regulatorul optimal C_0 poate fi determinat din

$$C_0 + G_c(I - WG_c)^{-1} = (I - G_cW)^{-1}G_c.$$

(3) Pentru a facilita calculul regulatorului se utilizează o reprezentare polinomială a ecuațiilor sistemului. Ecuațiile $y = Wu + W_0\xi$, $r = W_1\zeta$ devin

$$Ay = Bu + C\xi, \quad Ar = E\zeta$$

unde $A \in P^{r \times r}(s)$, $B \in P^{r \times m}(s)$, $C \in P^{r \times q_0}(s)$ și $E \in P^{r \times q_1}(s)$. Fracțiile matriciale $A^{-1}B$, $A^{-1}C$ și $A^{-1}E$ nu sînt neapărat coprime la stînga, dar cel mai mare divizor comun la stînga al lui A și B poate fi presupus stabil. Procedura de calcul propusă utilizează factorizare spectrală și algebra polinoamelor. Datorită lipsei de spațiu această procedură nu poate fi redată aici. O problemă delicată o constituie alegerea matricilor de ponderare din criteriul (1).

Lucrarea 14.2/D2 tratează cîteva aspecte numerice referitoare la un algoritm proiectat pentru o clasă foarte generală de probleme de conducere optimală cu *întîrzieri dependente de stare* atît în comandă, cît și în variabilele de stare. Problema cheie o constituie rezolvarea eficientă și robustă a ecuațiilor descriind sistemele dinamice cu întîrzieri și a sistemelor variaționale asociate, printr-o metodă de integrare multipas cu ordin și pas variabil, bazată pe o ***interpolare naturală***.

Problema de conducere optimală se formulează astfel:

$$\phi(t_f, x(t_f)) = \text{minim},$$

cu restricțiile dinamice

$$\dot{x}(t) = f(t, \{x(t-\alpha_i)\}_{i=0}^{m}, \{u(t-\beta_j)\}_{j=0}^{n})$$

unde $\alpha_0 \equiv \beta_0 \equiv 0$, $\alpha_i = \alpha_i(t, x(t))$, $\beta_i = \beta_i(t, x(t))$, $i \geq 1$
cu condițiile inițiale $x(t) = \emptyset(t)$, $t < t_0$, $x(t_0) = x_0$

$$u(t) = \psi(t), \quad t \leq t_0$$

și condiții la limită $r(t, x(t); u(t)) = 0$ sau ≥ 0, $t \in [t_f - \tau, t_f]$.
Comanda u(t) este presupusă mărginită $(u(t) \in \Omega \cup R^1)$; $\emptyset(t)$, $\psi(t)$, x_0 pot fi fixate sau nu.

O soluție poate fi obținută utilizînd principiul maximului (generalizat), dar problema bilocală rezultată este foarte complicată, conținînd argumente în avans sau întîrziate și putînd conduce la discontinuități implicite (funcții de comutare, comenzi bipoziționale), care induc prin propagare alte discontinuități de ordin superior. În lucrare se ilustrează aceste dificultăți pentru un caz foarte particular al problemei generale. Ca atare, această soluție indirectă nu este atractivă în practică.

Ca o alternativă, se poate calcula o soluție aproximativă, într-o abordare directă, printr-o parametrizare adecvată a comenzii optimale și a funcțiilor $\emptyset$,

$$\bar{u}(t) \in \{u(t, p)\}, \quad \emptyset(t) \in \{\bar{\emptyset}(t, p)\}, \quad \psi(t) \in \{\bar{\psi}(t, p)\}$$

care conduce la o problemă de optimizare nelineară cu restricții de tipul

$$\emptyset(t_g, x(t_g)) = \text{minim, supusă la}$$

$$\dot{x}(t) = f(t, \{x(t-\alpha_i)\}_{i=0}^{m}, \{\bar{u}(t-\beta_j)\}_{j=0}^{n}), \tag{4}$$

$$x(t) = \bar{\emptyset}(t, p), \quad t < t_0, \quad x(t_0) = x_0(p), \quad u(t) = \bar{\psi}(t, p), \quad t \leq t_0$$

și la condiții de capăt, ca mai înainte.

Ecuația (4) poate fi rescrisă într-o formă mai simplă ca

$$\dot{x}(t) = f(t, \{x(t-\alpha_i(t, x(t)))\}_{i=0}^{m}, p; \text{sign } Q(t, x(t), p))$$

unde *funcția de comutare* Q indică punctele de *discontinuitate* sau *nediferențiabile* datorite punctelor ne-netede în parametrizarea comenzii. O altă complicație suplimentară, spre deosebire de sistemele diferențiale obișnuite, o constituie propagarea oricărei discontinuități într-un punct $\hat{t}$ prin argumentele întîrziate $x(t-\alpha_i)$. Aceasta generează noi discontinuități, de ordin cu 1 mai mare, în punctele t_i' (necunoscute a priori) definite implicit de $\hat{t}=t_i'-\alpha_i(t_i', x(t_i'))$.

Derivatele cerute de procedura de optimizare pot fi calculate utilizînd fie o exprimare analitică, fie direct diferențe finite.

Construcția unor scheme de integrare eficiente și robuste pentru ecuații diferențiale cu întîrzieri dependente de stare este complicată din două motive. Primul îl constituie necesitatea de a furniza valori precise argumentelor întîrziate în anumite puncte, necunoscute a priori, și care nu coincid cu punctele generate de integrator. Al doilea motiv este faptul că punctele de discontinuitate trebuie tratate cu multă atenție, întrucît proprietățile de convergență ale schemelor de discretizare depind de gradul de netezime.

În lucrare este prezentată o metodă de integrare multipas care depășește dificultățile menționate. Metoda se bazează pe o extensie a formulelor PECE (P — predicție, E — evaluare, C — corectare) ale lui Adams și este implementată în codul REBUS. Integrarea de la t_{n-1} la t_n se realizează în patru etape:

1) P: $x_n^0=x_{n-1}+\int_{t_{n-1}}^{t_n} I_k(t)dt$ 2) E: f_n^0 (în t_n, x_n^0 și termeni întîrziați)

3) C: $x_n=x_{n-1}+\int_{t_{n-1}}^{t_n} I_k^0(t)dt$ 4) E: f_n (în t_n, x_n și termeni întîrziați)

unde I_k, I_k^0 sînt polinoame care interpolează membrii drepți f_{n-1}, $i=1, \ldots, k$ și respectiv f_n^0, f_{n-1}, $i=1, \ldots, k-1$. Algoritmul satisface *principiul interpolării naturale*, întrucît utilizează polinomul corector ca o reprezentare globală continuă a soluției (pentru $\bar{t}\in[t_{n-1}, t_n]$, soluția este reprezentată prin $x^c(\bar{t})=x_{n-1}+\int_{t_{n-1}}^{\bar{t}} I_k^0(t)dt$), iar controlul erorii de interpolare și discretizare locală se face prin estimația Milne, care este valabilă asimptotic întrucît nu implică extrapolări. Punctele ne-netede și discontinuitățile sînt tratate prin ajustarea adecvată a pasului și a ordinului formulei de interpolare. Nu sînt necesare evaluări suplimentare de funcții. Algoritmul implementat în REBUS posedă eficiență, siguranță și stabilitate numerică și poate fi aplicat și sistemelor stiff.

Ca aplicație numerică, în lucrare se prezintă conducerea optimală a unui reactor chimic de la o stare perturbată la o stare de echilibru. De asemenea, se compară performanțele codului REBUS cu cele ale altor coduri pentru alte exemple.

Lucrarea 14.2/D3 discută sinteza legilor de comandă suboptimale cu comutări și implementarea lor pe regulatoare numerice standard utilizînd microprocesoare. Se tratează cazul determinist pentru procese lineare cu una sau două intrări și diferite criterii de optim (timp minim, combustibil-timp minime). Soluțiile explicite de reglare optimală presupun un model precis al sistemului și implică adesea un înalt grad de complexitate, ca, de exemplu, funcții logaritmice și exponențiale ale stării sistemului, dificil de sintetizat exact. Tehnica de conducere prezentată în lucrare se bazează pe aproximarea lineară pe porțiuni a suprafețelor de comutare utilizînd *metoda funcțiilor signum echivalente* și este aplicabilă sistemelor pentru care soluția optimală exactă este nedisponibilă sau nepractică.

Evoluția stării procesului este modelată prin

$$\dot{x}(t)=Ax(t)+Bu(t), \quad x\in R^n, \quad u\in R^m, \quad |u_i|\leqslant 1, \quad i=1, \ldots, m$$

unde A are valori proprii reale, nepozitive, iar perechea A, B este normală. Tranziția de la starea inițială în origine trebuie realizată optimal, în sensul minimizării funcționalei cost

$$J(u)=\int_0^{t_f}\left(k+r\sum_{i=1}^{m}|u_i|\right)dt.$$

Pentru $k>0$, $r\neq 0$, această problemă corespunde conducerii optimale „timp-combustibil", iar pentru $r=0$ — problemei timpului minim. Momentul final t_f este liber.

Se știe că traiectoria de comandă optimală pentru problema de mai sus este constantă pe porțiuni (de exemplu, comanda ia valori în vîrfurile poliedrului $|u_i|\leqslant 1$, $i=1, \ldots, m$) și suferă comutări cînd traiectoria de stare întîlnește o suprafață de comutare. Suprafețele de comutare partiționează spațiul stărilor în regiuni în care comanda este constantă. Metoda propusă utilizează o aproximare lineară pe porțiuni a suprafețelor de comutare optimale, prin așa-numitele funcții signum echivalente V_q, definite astfel

$$V_q=\langle c_q,x\rangle+m_q\,\mathrm{sign}\left\{\langle c_{q-1},x\rangle+m_{q-1}\,\mathrm{sign}\,[\ldots\langle c_2,x\rangle+m_2\,\mathrm{sign}\,(\langle c_1,x\rangle)]\right\}$$

unde q este numărul de combinații lineare, iar vectorii c_i, $i=1,\ldots, q$ și constantele m_j, $j=2, \ldots, q$ sînt parametri care trebuie determinați. Pentru aceasta se consideră q plane l_i, fiecare determinat de n puncte linear independente de pe o suprafață de comutare, planul l_i fiind reprezentat și prin ecuația

$$l_i=\{x\,|\,\langle c_i,x\rangle+m_i=0\}$$

normalizată astfel încît prima componentă a lui c_i să fie 1. Se pot determina astfel c_i și m_i pentru fiecare i. În lucrare se indică o tehnică pentru generarea punctelor de pe suprafețele de comutare, implicînd integrarea în timp invers a ecuației diferențiale a procesului cu comandă constantă pe porțiuni și începînd de la starea inițială 0. Gruparea punctelor generate pentru a defini planele l_i depinde de topologia suprafețelor de comutare și este funcție de problemă.

Se tratează detaliat conducerea „aproape" optimală timp-combustibil a unui proces de ordinul doi (integrator+constantă de timp), cu o comandă și conducerea „aproape" optimală ca timp a unui proces de ordinul trei cu două comenzi. Se discută de asemenea implementarea soluțiilor propuse pe regulatoare numerice standard, bazate pe microprocesoare Honeywell, conținînd numai blocuri de calcul și logice simple. Rezultatele obținute experimental prezintă diferențe mici față de valorile optimale.

Lucrarea 14.2/D4 propune o structură de comandă — *„buclă închisă intermitent"* — care realizează calculul legii de comandă optimală inițializat cu starea reală a procesului. Acest calcul se repetă periodic (on-line, în timp accelerat) astfel încît comanda este reactualizată pentru a lua în considerare efectele perturbației. Se urmărește obținerea unei reacții de stare cvasi-permanente.

Se consideră un proces modelat matematic prin sistemul diferențial

$$\dot{x}=f(x,u),\quad x(t_0)=x_0,\quad x\in R^n,\quad u\in U_{ad}\in R^m \tag{5}$$

și se presupune că starea poate fi măsurată. Se cere să se determine legea de comandă optimală $\hat{u}$ care minimizează criteriul $J=\int_{t_0}^{\infty} r(x,t)dt$.

Se știe că în general $\hat{u}$ nu poate fi obținut ca o reacție de la stare. Pentru a beneficia de avantajele reacției, autorii propun reînnoirea periodică a legii de comandă optimală utilizînd starea măsurată, conform următoarei metodologii:

— se determină prin măsurare la intervale regulate starea procesului $x_r(t_i-1)$;

— se deduce starea viitoare $\tilde{x}(t_i)$ la momentul t_i;

— se calculează on-line legea de comandă $u(t_i, \tau)$ care minimizează funcționala $J_i = \int_{t_i}^{\infty} r(x, u)d\tau$, utilizînd $\tilde{x}(t_i)$ ca stare inițială a procesului la t_i;

— se aplică procesului legea de comandă determinată anterior $\hat{u}(t_{i-1}, \tau)$ pînă la momentul $\tau = t_i$;

— se incrementează i și se repetă secvența.

Comanda astfel obținută rezultă din reunirea arcelor legilor de comandă optimale în buclă deschisă, fiecare arc fiind calculat utilizînd starea reală a procesului. Pentru a asigura validitatea estimării stării și tratarea promptă a perturbațiilor trebuie ca durata $\Delta t = t_i - t_{i-1}$ să fie mică.

În cazul proceselor lente, sau cînd se dispune doar de un model imprecis al procesului, starea viitoare se poate obține prin extrapolare $\tilde{x}(t_i) = 2x_r(t_{i-1}) - x_r(t_{i-2})$. Dacă modelul procesului este precis, $x(t_i)$ se poate determina integrînd sistemul diferențial (5) pe intervalul $[t_{i-1}, t_i]$ cu starea inițială $x_r(t_{i-1})$ și comanda $\hat{u}(t_{i-1}, \tau)$, $\tau \in [t_{i-1}, t_i]$.

Minimizarea funcționalei J_i implică rezolvarea ecuațiilor Hamilton-Pontriaghin

$$\dot{x} = f(x, u), \quad x(t_i) = \tilde{x}(t_i)$$

$$-\dot{p} = \frac{\partial r}{\partial x} + \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^T p, \quad p(\infty) = 0 \tag{6}$$

$$0 \in \frac{\partial r}{\partial u} + \left(\frac{\partial f}{\partial u}\right)^T p + \partial \psi U_{ad}$$

unde p este vectorul de stare adjunct, ψU_{ad} este funcția indicator a domeniului U_{ad} și $\partial \psi U_{ad}$ este transformarea subdiferențială a lui ψU_{ad} pentru U_{ad} convexă. Cînd este imposibil să se determine soluția analitică a lui (6) trebuie să se utilizeze o metodă numerică iterativă, care implică însă un orizont de timp finit. Este deci rezonabil să se transforme problema inițială într-una cu orizont finit glisant. În consecință, limita superioară pentru funcționala J_i devine $t_i + T$, iar condiția finală pentru variabila adjunctă din (6) devine $p(t_i + T) = 0$.

Adoptarea acestei metodologii de determinare și aplicare a legii de comandă generează două probleme esențiale. Prima problemă o constituie necesitatea de a dispune de mijloace puternice de calcul (inclusiv algoritmi eficienți) pentru rezolvarea rapidă on-line a ecuațiilor de optimalitate. A doua problemă este cea a stabilității, întrucît considerarea unui orizont finit poate conduce la o evoluție instabilă a procesului.

În lucrare se clarifică problema stabilității stabilindu-se o relație între legile de comandă cu orizont glisant și cu orizont infinit pentru problema linear-pătratică standard, cu criteriul de optim definit de matricele Q și R. Presupunînd că $\Delta t \to 0$, se arată că dacă matricea $Q - \dot{K}(T)$ este ne-negativ definită, atunci legea de comandă optimală pe orizontul glisant T furnizează o evoluție asimptotic stabilă, echivalentă cu cea obținută pentru legea optimală pe orizont infinit pentru criteriul avînd $Q - \dot{K}(T)$ drept matrice de ponderare a stării. Aici K(T) este matricea de amplificare a regulatorului optimal. Pentru îndeplinirea condiției de ne-negativitate este suficient ca $x^T(t+T)Qx(t+T) < x^T(t)Qx(t)$, pentru orice x(t), adică să se asigure descreșterea (nu neapărat monotonă) a erorii x^TQx. Rezultatele rămîn valabile pentru $\Delta t \neq 0$, dar suficient de mic.

În lucrare se prezintă rezultatele obținute prin aplicarea reacției intermitente la conducerea unui proces termic pilot cu n=6 și m=3. Pentru rezolvarea ecuațiilor de optimalitate s-a utilizat un calculator hibrid.

Lucrarea 14.2/D5 discută sistemele oscilatoare cu o intrare întîrziată. Sînt prezentate particularitățile comportării sistemelor cu comutări și sînt definiți parametri optimali ai autooscilațiilor. Se analizează mai multe structuri de comandă, aplicabile sistemelor oscilatoare sau neoscilatoare, cu și fără întîrzieri. Aceste structuri sînt utilizate pentru realizarea sistemelor aproape optimale ca timp, dar pot fi folosite și pentru proiectarea altor legi de comandă cu comutări. Sînt prezentate în detaliu metodele de determinare a parametrilor structurilor de comandă și exemple de aplicare la procese oscilatoare de ordinul doi și trei cu întîrzieri.

Prezența întîrzierilor în sistemele de comandă cu comutări provoacă schimbări mari ale proprietăților lor dinamice. Regimul tranzitoriu al unui astfel de sistem se încheie cu autooscilații staționare ai căror parametri (amplitudine și perioadă) depind de valoarea întîrzierii τ. Influența negativă a întîrzierii poate fi compensată în mare măsură prin anumite modificări ale legii de comandă. Totuși, s-a constatat prezența autooscilațiilor chiar după aplicarea unei compensări „complete" a întîrzierii. Este deci indicat să se realizeze o compensare parțială, aproximativă, conducînd la soluții de implementare mai simple.

În lucrare sînt utilizate următoarele rezultate stabilite anterior de unul dintre autori (Proychev) pentru conducerea cu timp aproape optimal a unor sisteme. Se consideră procesul descris prin

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + b \operatorname{sign} V(t-\tau) \tag{7}$$

unde τ este întîrzierea, iar $V(t-\tau)$ este funcția de comutare a comenzii, generată de structura de comandă.

(a) Perioada minimă a autooscilațiilor staționare ale sistemului (7) este $T=2\tau$.

(b) Ciclul limită minim are două puncte „de comutare" X_1 și $X_2=-X_1$.

Pentru autooscilații simetrice $\quad X_1 = -\phi_1^{-1}(\tau)I(\tau)$;

Pentru autooscilații nesimetrice $\quad X_1 = -\phi_2^{-1}(2\tau)\phi_2(\tau)I(\tau)$

unde $\phi_1(\tau)=\phi(\tau)+I$, $\phi_2(\tau)=\phi(\tau)-I$, $I(\tau)=\int_0^{\tau}\phi(\tau-\theta)b\,d\theta$, iar $\Phi(t)=e^{At}$.

(c) Ciclul limită minim într-un sistem staționar cu element de comutare simetric este simetric față de origine și pentru a determina ciclul este suficient să se afle X_1.

Pentru un sistem de ordinul 2 linia de comutare optimală care asigură compensarea „completă" a efectului întîrzierii este aproximată linear pe porțiuni, iar structurile de comandă sînt proiectate utilizînd metoda funcțiilor signum echivalente. Segmentele de dreaptă $w_i(X)=c_{i0}+c_{i1}x_1+x_2$ sînt definite de punctele x_1 și x_2 aparținînd liniei de comutare, coeficienții c_{i0} și c_{i1} fiind determinați prin identificare. Sînt analizate mai multe structuri de comandă, cum ar fi

$$V_m^{\Sigma}(x_1, x_2) = \sum_{i=1}^{m} q_i \operatorname{sign} w_i(x)$$

$$V_m^{P_1}(x_1, x_2) = q_m \operatorname{sat}\{q_{m-1} \operatorname{sat} \ldots \{q_3 \operatorname{sat}[q_2 \operatorname{sat}(s_1x_1)+s_2x_1]+s_3x_1\} + \\ + \ldots s_{m-1}x_1\} + s_mx_1 + x_2$$

$$V_m^{S_1}(x_1, x_2) = x_2 + f_0 + \sum_{i=1}^{m} f_i \operatorname{sat}(a_i(x_1-b_i))$$

unde q_i, s_i, $i=1, \ldots, m$, f_j, a_j, b_j, $j=1, \ldots, m$ sînt parametrii care se determină.

De asemenea, este prezentat succint și cazul unui sistem de ordinul 3. Exemplele numerice ilustrează comportarea, apropiată de cea optimală, oferită de soluțiile aproximative propuse.

ANALIZA ȘI SINTEZA SISTEMELOR BIDIMENSIONALE (2-D)

Dr. ing. *Bogdan Droașcă*, dr. ing. *Doina Stănescu*
Inst. Politehnic București

Introducere

Importanța crescîndă care se acordă sistemelor multidimensionale este justificată prin aceea că, datorită unor dezvoltări tehnologice de vîrf, sisteme diverse și complexe nou apărute au necesitat un nou mod de reprezentare în vederea analizei și sintezei.

Acest nou mod de reprezentare presupune un aparat matematic complex care să cuprindă teoria funcțiilor analitice de mai multe variabile complexe, teoria aproximărilor multidimensionale etc. Sistemele 2-D au cunoscut un interes crescînd în momentul în care s-au dovedit capabile de a rezolva anumite probleme practice de o deosebită importanță (sonar, seismologie, prelucrări numerice de imagini etc.).

Teoria sistemelor discrete 2-D a fost „grefată" pe aceea bine cunoscută a sistemelor 1-D. S-a dovedit însă că o prelungire a conceptelor teoriei monodimensionale clasice la sistemele bidimensionale nu poate fi făcută automat, fără să se țină seama de complexitatea și particularitățile acestor sisteme. (În acest sens cei interesați pot consulta [1] și [2].) Astfel se dovedește că legătura dintre reprezentarea pe modele de stare și reprezentarea polinomială există o interdependență mai profundă și mai complexă decît în cazul sistemelor clasice. În această privință, un exemplu edificator îl constituie acela al definirii conceptelor de controlabilitate și observabilitate vizavi de acela de minimalitate (prezentat în continuare).

Sisteme 2-D, reprezentări de stare

Lucrările prezentate la Congresul 9 IFAC, Budapesta 1984, dedicate sistemelor 2-D discrete, au ca suport teoretic de bază tratarea acestor sisteme pe baza reprezentărilor de stare. Pentru a putea urmări eficient, cele ce se vor prezenta în continuare, este util de a prezenta în linii generale modelul de stare Roesser, deoarece acesta este cel utilizat la ora actuală de majoritatea specialiștilor.

Fie: i — un întreg pozitiv care reprezintă coordonata orizontală;

j — un întreg pozitiv care reprezintă coordonata verticală;

x^v — un set de vectori reali de dimensiune m, care transportă informația pe verticală;

x^o — un set de vectori reali, de dimensiune n, care transportă informația pe orizontală;

u — un set de vectori reali, de dimensiune 1, acționînd ca intrări;

y — un set de vectori reali, de dimensiune p, acționînd ca ieșiri.

Modelul de stare, propus de Roesser (1975) [4] arată

$$\begin{bmatrix} x^o(i+1, j) \\ x^v(i, j+1) \end{bmatrix} = Ax(i, j) + Bu(i, j) \tag{1}$$

$$y(i, j) = Cx(i, j)$$

în care:

$$A = \begin{bmatrix} \overline{A}_1 & \overline{A}_2 \\ \overline{A}_3 & \overline{A}_4 \end{bmatrix} \qquad B = \begin{bmatrix} \overline{B}_1 \\ \overline{B}_2 \end{bmatrix} \qquad C = [C_1, C_2] \tag{2}$$

Matricea de tranziție a stărilor sistemului se notează cu $A^{i,j}$ și are următoarele proprietăți:

a) $A^{i,j} = A^{1,0} A^{i-1,j} + A^{0,1} A^{i,j-1}$; $i, j > 0$

$$A^{1,0} = \begin{bmatrix} \overline{A}_1 & \overline{A}_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A^{0,1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \overline{A}_3 & \overline{A}_4 \end{bmatrix} \tag{3}$$

b) $A^{0,0} = I$

c) $A^{-i,j} = A^{i,-j} = 0$ pentru $i \geqslant 1$, $j \geqslant 1$

Pe baza modelului (2), se poate deduce o relație de recurență pentru calculul lui $x(i,j) = \begin{bmatrix} x^o(i,j) \\ x^v(i,j) \end{bmatrix}$

$$x(i,j) = \sum_{k=0}^{j} A^{i,j-k} x^o(0,k) + \sum_{k=0}^{j} A^{i-h,j} x^v(0,h) =$$

$$= \sum_{0<(h,k)<l,j} \sum [A^{i-h-1,j-1} \overline{B}_1 + A^{i-h,-k-1} \overline{B}_2] u(k,h) \tag{4}$$

Analizînd, structura sistemului Roesser (R) se poate constata că:

$$x(i+1,j+1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \overline{A}_3 & \overline{A}_4 \end{bmatrix} x^o(i+1,j) + \begin{bmatrix} \overline{A}_1 & \overline{A}_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} x^v(i,j+1) +$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ \overline{B}_2 \end{bmatrix} u(i+1,j) + \begin{bmatrix} \overline{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} u(i,j+1) \tag{5}$$

$$y(i,j) = [C_1, C_2] x(i,j) \tag{6}$$

Notînd $\overline{A}_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \overline{A}_4 & \overline{A}_4 \end{bmatrix}$ $\quad \overline{A}_{22} = \begin{bmatrix} \overline{A}_1 & \overline{A}_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$

$$\overline{B}_{11} = \begin{bmatrix} 0 \\ \overline{B}_2 \end{bmatrix} \quad \overline{B}_{22} = \begin{bmatrix} \overline{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{7}$$

$$\begin{aligned} x(i+1,j+1) &= \overline{A}_{11} x(i+1,j) + \overline{A}_{22} x(i,j+1) + \\ &+ \overline{B}_{11} u(i+1,j) + \overline{B}_{22} u(i,j+1) \end{aligned} \tag{8}$$

$$y(i,j) = [C_1, C_2] x(i,j) \tag{9}$$

Relațiile (8)—(9) reprezintă un alt model de stare propus în 1979 de Fornasini și Marchesini [5].

Probleme abordate

Stabilitatea intrare-ieșire a sistemelor discrete 2-D a reprezentat un punct crucial. Ca atare pe această temă s-au făcut numeroase cercetări și au fost relevate multe rezultate interesante. Astfel în 1972, Shanks ș.a. [6] a prezentat condițiile de stabilitate pentru astfel de sisteme, condiții generalizate apoi în cazul N-dimensional. Aceste condiții se referă la localizarea polilor funcției de transfer în sau înafara regiunii

$$\varkappa^2 = \{z_1, z_2 \mid |z_1| \leqslant 1, \ |z_2| \leqslant 1\} \tag{10}$$

ceea ce reprezintă o extensie a condițiilor de stabilitate pentru sistemele discrete 1-D. Dar aceste condiții nu au reprezentat decît o „formalizare" generală a problemei de stabilitate în sine, prezentînd în consecință dificultăți mari în testarea

concretă. Un prim algoritm eficient de testare a stabilității sistemelor 2-D a fost propus de Huang în 1973 [7] și de atunci gama lucrărilor pe această temă s-a îmbogățit continuu.

În acest context se înscrie și lucrarea [14.3/F2] a polonezului J. E. Karec. Pe baza modelului R (1), se poate calcula x(i, j) conform (4).

Matricea $A^{i,j}$, poate fi descompusă (3) și deci poate fi rescrisă, pentru $j>0$

$$A^{i,j} = \sum_{h=0}^{i} A^{h,0} A^{0,1} A^{i-h,j-1} \tag{11}$$

Seria $\sum_{i=0}^{\infty} A^{i,j}$ se poate calcula ca un produs de serii infinite:

$$\sum_{i=0}^{\infty} A^{i,j} = \sum_{i=0}^{\infty} A^{i,0} A^{0,1} \sum_{i=0}^{\infty} A^{i,j-1} = \sum_{i=0}^{\infty} A^{i,0} \left(A^{0,1} \cdot \sum_{i=0}^{\infty} A^{i,0} \right) \tag{12}$$

Formula este adevărată pentru $j \geqslant 0$, deoarece $A^{0,0} = I$ (3).

Pe baza acestor deducții, în lucrare se demonstrează:

Lema 1. Sistemul (1) este asimptotic stabil numai dacă matricile: A_1, A_2, $Q_1 = A_1 + A_2(I - A_n)^{-1} \cdot A_3$; $Q_2 = A_n + A_3(I - A_1)^{-1} \cdot A_2$; $Q_3 = A_1 + A_2(I + A_n)^{-1} \cdot A_3$, $Q_4 = A_4 + A_3(I + A_1)^{-1} \cdot A_2$ sînt stabile. Se observă că Lema 1 oferă condițiile necesare de stabilitate.

Pe baza acestei leme este demonstrată o teoremă de stabilitate asimptotică generală.

Teorema 1. Fie sistemul (1), dacă

a) $A^{1,0} \geqslant 0$, $A^{0,1} \geqslant 0$ — sistemul este asimptotic stabil, dacă și numai dacă matricile A_1 și Q_2 sau A_4 și Q_1 sînt stabile.

b) $A^{1,0} \leqslant 0$, $A^{0,1} \gtreqless 0$ — sistemul este asimptotic stabil dacă și numai dacă matricile A_1 și Q_4 sau A_4 și Q_1 sînt stabile.

Este demn de menționat că teoremele stabilite fac legătura dintre stabilitatea asimptotică (internă) a unui sistem 2—D și stabilitatea intrare-ieșire (B I B O). Astfel din (4) se observă că stabilitatea intrare-ieșire a lui (1) este asigurată dacă și numai dacă seria

$$\sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} C \left(A^{i-1,j} \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} + A^{i,j-1} \begin{bmatrix} 0 \\ B_2 \end{bmatrix} \right)$$

este absolut convergentă. Din demonstrarea teoremei 1, rezultă că astfel de sisteme sînt BIBO stabile dacă ele sînt stabile asimptotic.

Singura diferență care apare este aceea că testele de stabilitate rezultate pe baza teoremei 1 (și care pot fi generalizate de la cazul 1—D) nu pot fi aplicate decît unei clase speciale de sisteme discrete 2—D (cele care respectă condițiile teoremei).

Următoarea teoremă însă poate fi aplicată oricărui sistem 2—D.

Teorema 2. Sistemul (1) este BIBO stabil și asimptotic, dacă există:

$N(A_1) < 1$ și $N(A_4) + N(A_3)[1 - N(A_1)]^{-1} \cdot N(A_2) < 1$

sau

$N(A_2) < 1$ și $N(A_1) + N(A_2)[1 - N(A_4)]^{-1} \cdot N(A_3) < 1$

(Prin N(*) se înțelege norma matricii respective.)

Se observă însă că „puterea" teoremei 2 este relativ strînsă deoarece oferă numai condițiile suficiente de stabilitate, ceea ce face ca, în prealabil, să fie testate și condițiile necesare exprimate prin Lema 1.

Tot asupra stabilității asimptotice își concentrează atenția și lucrarea [14.3/F3]. Abordarea se face însă pe baza unei investigații a conexiunilor existente între

stabilitatea asimptotică şi zerourile polinomului caracteristic al unei reprezentări de tip (1) investigaţie bazată pe ecuaţiile Liapunov extinse la 2—D.

Fie sistemul (1), rescris sub forma (6)÷(9). Polinomul caracteristic poate fi calculat (ca şi în cazul 1—D), în urma aplicării transformatelor z—2D:

$$C_m = \det.[I - z_1\bar{A}_{22} - z_2\bar{A}_{11}] \tag{13}$$

Conform teoremelor de stabilitate „clasice", sistemul va fi stabil dacă C_m nu are rădăcini în regiunea

$$x^2 = \{z_1, z_2 | \, |z_1| \leqslant 1, |z_2| \leqslant 1\} \tag{14}$$

Testarea regiunii în care se află zerourile lui (13) vizavi de (14), se poate face pe baza funcţiilor Liapunov astfel.

Teorema 3. $C_m \neq 0$ în $\varkappa^2$, dacă şi numai dacă există o matrice P bloc diagonală şi pozitiv definită astfel încît matricea Q

$$-Q = [A_{11} + A_{22}]^T P [A_{11} + A_{22}] - P =$$
$$= \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & A_4 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & A_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{bmatrix}$$

să fie pozitiv definită.

Teorema 3 este punctul „forte" al lucrării mai sus menţionate.

Trebuie remarcat că, sub acest aspect, lucrarea reprezintă o tratare nouă şi interesantă a aplicaţiilor ecuaţiei Liapunov discrete în cazul 2—D şi aceasta în contextul în care au mai fost propuse în literatura de specialitate metode de analiză a stabilităţii sistemelor 2—D discrete pe baza funcţiilor Liapunov, dar continue (trecerea la cazul discret se făcea prin utilizarea unor transformări bilineare duble, ceea ce sporea considerabil dificultăţile de aplicare practică).

Este însă bine de subliniat faptul că acuaţia Liapunov, care este un instrument teoretic de analiză important, prezintă însă dificultăţi, în aplicaţiile practice, deoarece matricile Q şi P nu sînt totdeauna uşor de determinat (chiar în cazul 1—D). Acest aspect, cunoscut de altfel de autorii lucrării, a determinat „particularizarea" soluţiei propuse pentru anumite clase de sisteme discrete 2—D. Aceasta s-a făcut prin generalizarea unei teoreme a lui Moylan [8], şi anume:

Teorema 4. Un sistem descris de (6)÷(9) este asimptotic stabil dacă matricea $I - |A_1 + A_2|$ are toţi minorii principali pozitivi (Prin $|A|$ s-a înţeles matricea care are ca elemente: $a'_{i,j} = |a_{i,j}|$). Din demonstraţia teoremei, se poate trage concluzia că există un P care să satisfacă condiţiile teoremei 3.

În acest context, se poate stabili că respectarea condiţiilor teoremei 4 conduce la faptul că ecuaţia Liapunov este satisfăcută, şi deci asigurată stabilitatea asimptotică.

Dacă lucrările prezentate anterior se înscriu pe linia unei problematici „clasice" a sistemelor 2—D (stabilitatea), următoarele lucrări atacă probleme noi în teoria sistemelor menţionate, şi în acest context, reprezintă contribuţii deosebit de valoroase. Astfel lucrarea lui B. G. Mertzios [14.3/F1] oferă o tratare nouă şi unitară a decuplării sistemelor discrete bidimensionale.

Noutatea adusă de autor constă în prezentarea unei transformări general valabile a sistemelor în studiu, în sisteme discrete 1—D, ceea ce prezintă marele avantaj al utilizării teoriei clasice a decuplării demonstrată în 1967 de Falb şi Wolovich.

Astfel, sistemul (1) poate fi rescris sub o formă compactă

$$\begin{aligned} x' &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{15}$$

în care

$$x' = \begin{bmatrix} x^o(i+1, j) \\ x^v(i, j+1) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x^o(i, j) \\ x^v(i, j) \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}, \quad C = [C_1, C_2], \quad x^o \in \mathbb{R}^{n_1}, \quad x^v \in \mathbb{R}^{n_2}$$

Sistemului i se aplică o reacţie de stare de forma

$$U=Fx+Gv$$

în care:
F este matrice de dimensiunea $n_1 \times n_2$;
G — matrice nesingulară de dimensiuni $m \times m$;
$v \in R^m$ — noua intrare a sistemului.
În aceste condiţii, sistemul în buclă închisă devine:

$$x'=(A+BF)x+BG\,v \qquad (16)$$
$$y=Cx$$

Problema decuplării sistemelor 2—D se reduce la aceea de a determina matricile F şi G, astfel încît funcţia de transfer $H(z_1, z_2)$ (17) să fie o matrice nesingulară şi diagonală.
În vederea explicării acestor restricţii matricea $H(z_1, z_2)$ este rescrisă:

$$H(z_1, z_2)=C[IP-[I\varphi-S+(A+BF)]]^{-1}\cdot BG$$

în care φ este o variabilă „falsă" care nu influenţează comportarea sistemului (şi deci poate lua orice valoare) sau:

$$H(z_1, z_2)=C[I\varphi-Q]^{-1}\cdot BG$$

unde: $Q=I\varphi-S+A+BF,\ S=\begin{bmatrix} z_1 I_{n_1} & 0 \\ 0 & z_2 I_{n_2} \end{bmatrix}$

Calculul matricii $[I\varphi-Q]^{-1}$ se poate face în mai multe moduri. În lucrare, a fost ales algoritmul Leverrier şi $H(z_1, z_2)$ a fost dezvoltată:

$$H(z_1, z_2)=q^{-1}(z_1, z_2)C[\varphi^{n_1+n_2-1} R_0+\varphi^{n_1+n_2+2} R_1+\ldots+\varphi R_{n_1+n-2_2}+R_{n_1+n_2-1_2}]BG$$

în care: $q(z_1, z_2)=\det[I\varphi-Q]$ şi

$$R_0=I_{n_1+n_2}$$
$$R_1=QR_0+q_1I \qquad (18)$$
$$R_{n_1+n_2-1}=QR_{n_1+n_2}+q_{n_1+n_2-1}$$

iar: $q_1=-tr[Q]$

$$q_2=-\frac{1}{2}\,tr[QR_1]$$
$$q_{n_1+n_2}=-\frac{1}{n_1+n_2}\,tr[QR_{n_1+n_2}]$$

Dacă în (18) se consideră $\varphi=1$, atunci:

$$Q(z_1, z_2)=(I-S+A)+BF=\hat{A}+BF$$
$$H(z_1, z_2)=q^{-1}(z_1, z_2)C\left[\sum_{i=0}^{n_1+n_2-1} R_i\right]BG$$
$$q(z_1, z_2)=1+\sum_{=1}^{n_1+n_2} q_i.$$

Conexiunea cu teoria 1—D a decuplării prin reacţie, autorii lucrării o fac prin definirea indicilor d_q (Falb şi Wolovich) sub forma:

$$d_q=\min\{i : C_q\hat{A}^iB\neq 0\ \ i=0, 1, \ldots, n_1+n_2-1\}$$

sau:

$$d_q = n_1 + n_2 - 1 \text{ dacă } C_q \hat{A}^i B \neq 0 \text{ pentru toţi } i.$$

(prin C_q s-a notat linia q a lui C).

Se ajunge astfel la definirea matricilor A* şi B*:

$$[B^*]^T = [C_1 \hat{A}^{d_1} B \quad C_2 \hat{A}^{d_2} B \ \dots \ C_m \hat{A}^{d_m} B]$$

$$[A^*]^T = [C_1 \hat{A}^{d_1} \quad C_2 \hat{A}^{d_2} \ \dots \ C_m \hat{A}^{d_m}]$$

care au forme similare cu cele care apar în cazul 1—D. Diferenţa constă în aceea că B* şi A* sînt matrici polinomiale în z_1, z_2 (datorită lui $\hat{A}$).

Existenţa unor matrici F şi G care decuplează sistemul este testată prin:

Teorema 5. Există o pereche de matrici polinominale $F(z_1, z_2)$ şi $G(z_1, z_2)$ care decuplează sistemul, dacă şi numai dacă:

$$\det B^* \neq 0.$$

În aceste condiţii matricile G şi F au formele:

$$F = -(B^*)^{-1} A^* \hat{A}$$

$$G = (B^*)^{-1}$$

În general clasa matricilor F care decuplează sistemul este dată de:

Teorema 6

Fie:

$$T^q = \begin{bmatrix} C_q(A+BF)^{n_1+n_2-1} & B \\ \cdot & \\ \cdot & \\ \cdot & \\ C^q(A+BF)^{d_q} & B \\ 0 & \end{bmatrix}$$

(0 — matrice de dimensiuni $d_q x m$).

Matricea F decuplează sistemul 2—D, dacă şi numai dacă rang $T^q = 1$ pentru toţi q=1, ..., m. Calculul matricii F, pe baza teoremei 6 conduce la rezolvarea unui sistem de ecuaţii neliniare.

De aceea, în continuare, lucrarea prezintă o procedură de sinteză a lui F, prin care se ajunge la determinarea acesteia pe baza:

$$F = (B^*)^{-1}\left[\sum_{k=0}^{\delta} M_k C \hat{A}^k - A^* \hat{A}\right] \tag{19}$$

în care $\delta = \max \{d_q\}$, iar M_k este o matrice diagonală.

Lucrarea lui B. G. Mertzios aduce o contribuţie importantă la teoria sistemelor discrete 2—D, deschizînd în acelaşi timp şi posibilităţile de abordare a problemei alocabilităţii în cazul sistemelor discrete 2—D. Într-adevăr în (19) există $m + \sum_{q=1}^{m} d_q$ elemente libere şi diferite de zero ale matricii M_k, care pot fi utilizate conform unor diverse cerinţe de proiectare (inclusiv în alocarea polilor), respectînd totodată şi decuplarea sistemului.

În acest sens, cei interesaţi, pot consulta şi articolul lui P. N. Paraskevopoulos [9], în care problema alocării polilor este prezentată după o metodologie similară, dar fără a se asigura şi decuplarea sistemului.

Pe linia prelungirii teoriei sistemelor 1—D la sisteme discrete 2—D, se înscrie şi lucrarea lui S. Kawaji [14.2/E5].

Lucrarea tratează problema construirii unui observer de ordin minimal, utilizînd ca model de stare, modelul R. Interesantă în acest context este concluzia la care se ajunge, şi anume aceea că problema existenţei unui observer în cazul sistemelor discrete 2—D se reduce în fond la o problemă de stabilitate a sistemului.

Afirmaţia justificată de autor este importantă mai ales în cazul în care se dispune de un instrument de analiză a stabilităţii simplu şi eficient (v. d. ex. [14.3/F2]).

Astfel pentru sistemul reprezentat de (1) se construieşte un model (conform teoriei lui Luenberger):

$$\begin{bmatrix} z^o(i+1,j) \\ z^v(i,j+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & A_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z^o(i,j) \\ z^v(i,j) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u(i,j) + \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \left\{ y(i,j) - [C_1\ C_2] \begin{bmatrix} z^o(i,j) \\ z^v(i,j) \end{bmatrix} \right\} \tag{20}$$

în care matricea $K^T=[K_1, K_2]$ trebuie determinată; vectorul de eroare se defineşte în mod normal:

$$\begin{bmatrix} e^i(i,j) \\ e^v(i,j) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^o(i,j) \\ x^v(i,j) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} z^o(i,j) \\ z^v(i,j) \end{bmatrix} \tag{21}$$

Din (20) şi (21):

$$\begin{bmatrix} e^o(i+1,j) \\ e^v(i,j+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1-K_1C_1 & A_2-K_1C_2 \\ A_3-K_2C_1 & A_4-K_2C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^o(i,j) \\ e^v(i,j) \end{bmatrix} \tag{22}$$

(22) este un sistem 2—D. Ca atare evoluţia stării poate fi calculată conform (3)—(4) pe baza matricii $A_k^{i,j} \to 0$, $i,j \to \infty$, ${}_k^{i,j}$ dedusă din (22) Este evident că dacă A vectorul eroare tinde la zero, independent de valoarea sa iniţială şi de mărimea de intrare.

Rezultă deci, că existenţa unui observer este redusă la o problemă de testare a stabilităţii. Evoluţia lui $A^{i,j}$, în cazul în care $i,j \to \infty$, a fost demonstrată de Ahmed [10].

Teorema 7. Pentru sistemul (1) există un observer de ordin maxim, dacă:

a) $A_2C_2^gC_2=A_2$;

b) Perechea $(I-C_2C_2^g)C_1$, $A_1-A_2C_2^gC_1$ este detectabilă;

c) C_2, A_4 este detectabilă.

(C_g^2 — inversa generalizată a lui C_2 [11]). Se observă că a) este totdeauna îndeplinită în cazul lui (1) care dă o funcţie de transfer cu numitor separabil (modelul Attassi).

Existenţa unui observer de ordin minimal este demonstrată pe baza unei construcţii similare cu cazul 1—D (Luenberger).

Astfel pentru sistemul (1) se construieşte:

$$\begin{bmatrix} z^o(i+1,j) \\ z^v(i,j+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_1 & \hat{A}_2 \\ \hat{A}_3 & \hat{A}_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z^o(i,j) \\ z^v(i,j) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{B}_1 \\ \hat{B}_2 \end{bmatrix} y(i,j) + \begin{bmatrix} \hat{y}_1 \\ \hat{y}_2 \end{bmatrix} u(i,j) \tag{23}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{x}^o(i,j) \\ \hat{x}^v(i,j) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{C}_1 & \hat{C}_2 \\ \hat{C}_3 & \hat{C}_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z^o(i,j) \\ z^v(i,j) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{D}_1 \\ \hat{D}_2 \end{bmatrix} y(i,j)$$

unde $z^o \in \mathbb{R}^\nu$, $z^v \in \mathbb{R}^\mu$, sînt vectorii de stare orizontali şi verticali ai observerului.

Sistemul (23) este un observer de ordinul $\nu+\mu$ al sistemului (1), dacă:

$$\lim_{i,j\to\infty} \begin{bmatrix} x^o(i,j)-x^o(i,j) \\ x^v(i,j)-x^v(i,j) \end{bmatrix} = 0 \tag{24}$$

Condiţiile, care asigură acest lucru sînt explicitate:

Lema 2. Sistemul (24) este un observer de ordin $(\nu+\mu)$ al sistemului (1) dacă există matricea U satisfăcînd:

$$\hat{A}U+\hat{B}C=UA$$
$$\hat{y}=UB \tag{25}$$
$$C\hat{U}+\hat{D}C=I_{n_1+n_2}$$ și dacă sistemul:

$$\begin{bmatrix} e^o(i+1, j) \\ e^v(i, j+1) \end{bmatrix} = \hat{A} \begin{bmatrix} e^o(i, j) \\ e^v(i, j) \end{bmatrix}$$ este asimptotic stabil.

$(\hat{A}, A, \hat{B}, \hat{C}, \hat{D}$, deducem din (23) $\hat{A}=\begin{bmatrix} \hat{A}_1 & \hat{A}_2 \\ \hat{A}_3 & \hat{A}_4 \end{bmatrix}$ etc)

$$U=\begin{bmatrix} U^o & 0 \\ 0 & U^v \end{bmatrix}$$

Lema 2 sugerează faptul că o condiție necesară pentru îndeplinirea lui (26) este:

$$\text{rang}\begin{bmatrix} U \\ C \end{bmatrix}=n_1+n_2.$$

În această situație:

$$\begin{bmatrix} \hat{A} & \hat{B} \\ \hat{C} & \hat{D} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} U\,A \\ I \end{bmatrix}\begin{bmatrix} U \\ C \end{bmatrix}^{-1}, \quad \hat{J}=UB$$

ceea ce demonstrează că parametrii observerului sînt unic determinați, astfel încît sinteza unui observer se reduce la aflarea matrii U care, în condițiile lui (25), să conserve stabilitatea sistemului.

În continuare, lucrarea demonstrează condițiile de existență a unui observer minimal. Importantă este însă corelația pe care o face autorul între existența observerului general și al celui minimal.

Teorema 8. Dacă pentru sistemul (1) se poate construi un observer general, atunci se poate construi și un observer minimal.

Rezultatele obținute de Kawaji în lucrarea prezentată anterior sînt deosebit de valoroase, deoarece încercările anterioare de construcție a observerilor minimali 2—D nu au avut un grad mare de generalitate, iar pe de altă parte, problema stabilității lor rămînea în suspensie [12], [13].

Lucrarea lui Michael Sebek [14.2/E4] abordează o altă problemă deosebit de importantă, și anume aceea a sintezei exacte.

Sinteza exactă constă în principiu în a proiecta un compensator care, în legătură cu un sistem dat, să conducă la un sistem rezultant ale cărui performanțe sînt predeterminate. Problema este de o mare importanță practică, deoarece este posibil să „transformi" un sistem (dat) cu performanțe nesatisfăcătoare într-unul care satisface cerințele impuse în exploatare. Lucrarea analizată aici este cu atît mai importantă cu cît, chiar în cazul 1—D, sinteza exactă este dificil de rezolvat.

Michael Sebek abordează această problemă în cazul sistemelor 2—D, pe baza ecuațiilor matriciale polinomiale.

Pentru a facilita înțelegerea, vom prezenta în continuare cîteva noțiuni legate de matricile reale polinomiale pentru cei interesați de detalii legate de elemente de algebră a matricilor polinomiale în două nedeterminate, o lucrare valoroasă de sinteză este [14].

Notații specifice și definiții specifice:

C — cîmpul numerelor complexe;

$\mathbb{R}$ [v] — inelul polinoamelor cu coeficienți reali, în v;

$\mathbb{R}$ (v) — inelul polinoamelor raționale, în v;

$\mathbb{R}[v, w]$ — inelul polinoamelor cu coeficienţii reali, în v, w;

$\mathbb{R}(v)[w]$ — inelul polinoamelor în w, cu coeficienţi în $\mathbb{R}(v)$.

O matrice $P(v, w) \in \mathbb{R}[v, w]$ de rang maxim este stabilă dacă şi numai dacă zerourile sale cad în regiunea de stabilitate (11).

Matricile polinomiale P, $Q \in \mathbb{R}[w, v]$, cu acelaşi număr de coloane, au un zero la dreapta (z_1, z_2) comun, dacă şi numai dacă

$$\text{rang} \begin{bmatrix} P_1(z_1, z_2) \\ Q(z_1, z_2) \end{bmatrix} < \text{rang} \begin{bmatrix} P(v, w) \\ Q(v, w) \end{bmatrix}$$

O matrice polinomială este unimodulară, dacă şi numai dacă are o inversă la dreapta.

Cu aceste notaţii şi definiţii, problema sintezei exacte, poate fi formulată astfel:

Fie un sistem 2—D linear, descris de un model compact de stare (1)

$$U=A \cdot X_f;\ Y=C \cdot X_f;\ Z=B \cdot X_f \tag{26}$$

U — (m x 1)
X_f — vectorul de stare al sistemului;
Y — ieşirea care trebuie controlată;
Z — ieşirea măsurată;
A, B, $C \in \mathbb{R}[v, w]$
A, B — coprime la dreapta (au numai divizori la dreapta unimodulari).
Se cere construcţia unui compensator, astfel încît sistemul rezultat să fie generat de ecuaţiile:

$$U_N=F \cdot X_M,\ Y=G \cdot X_M \tag{27}$$

U_N este noul vector de intrare (q x 1);

X_M este noul vector de stare (al sistemului global rezultat);

$F, G \in \mathbb{R}[v, w]$ — sînt coprime la dreapta avînd dimensiunile (qxq) şi (pxq).

Este clar că în acest stadiu, nu se fac şi alte specificaţii asupra sistemului rezultat. Din punct de vedere practic, este însă necesar ca acesta să fie stabil.

Ecuaţia generală a compensatorului este:

$$PU=-Qz+RU_N$$

în care P, Q, $R \in \mathbb{R}[v, w]$ — avînd dimensiunile (mxm), (mxn) şi (mxq). P trebuie să fie inversabilă.

În aceste condiţii (26) devine:

$$Y=CX_f;\ RU_N=(PA+QB)X_f \tag{28}$$

Comparînd (28) cu (27), problema sintezei exacte se reduce la o problemă algebrică, şi anume de a găsi P, Q, R, astfel încît:

$$C(PA+QB)^{-1}R=GF^{-1} \tag{29}$$

Una din condiţiile existenţei lui (29) este ca

$$\text{rang}\ [CG]=\text{rang}\ [C]=r \leqslant m$$

În continuare, autorul, apelînd la aceeaşi teorie algebrică a matricilor polinomiale 2—D, exprimă, matricile R, P, Q, sub o formă convenabilă parametrică.

Astfel: $C=D\overline{C}$; $G=D\overline{G}$; D — c.m.m.d.c. la stînga al lui C şi G iar $\overline{F}$ şi $\overline{G} \in \mathbb{R}[v, w]$ — două matrici coprime la stînga.

(29) devine:

$$\overline{F}\overline{C}(PA+QB)^{-1}R=\overline{G}$$

Dacă T este c.m.m.d.c. la stînga al lui (PA+QB) şi R, rezultă că (T inversabilă):

$$PA+QB=TX$$
$$R = TY$$

şi deci

$$\bar{F}\bar{C}X^{-1}Y=\bar{G}$$

X, Y sînt coprime la stînga şi deci

$$\overline{FC}=UX;\ G=UY$$

unde U este o matrice polinomială aparţinînd lui $\mathbb{R}[v, w]$ şi unimodulară la dreapta.

Pentru a se asigura stabilitatea internă a soluţiei oferite pentru sinteza exactă, autorul demonstrează:

Teorema 9. Stabilitatea soluţiei sintezei exacte este asigurată, dacă şi numai dacă:

$\bar{F}$ — stabilă; $\bar{C}$ — stabilă; A, B nu au zerouri comune, în afara regiunii de stabilitate $\varkappa^2$. Lucrarea prezintă în continuare, algoritmul de sinteză a matricilor P, Q, R pe baza matricilor A, B, C, F şi G.

După cum am menţionat, problema sintezei exacte în cazul sistemelor discrete 2—D a fost relativ puţin abordată, datorită complexităţii acestora. Astfel, în [15] şi [16], se dă o rezolvare a acesteia pentru o clasă restrînsă de reacţii (proporţionale) şi utilizînd numai unul din vectorii de stare ai sistemului (1). Alte lucrări abordează aceeaşi problemă, oferind de asemenea soluţii particulare (de exemplu, compensatoare de tip proporţional sau PID). Toate aceste soluţii oferă însă un număr mic de parametrii liberi, insuficienţi pentru satisfacerea unor cerinţe mai complexe de proiectare.

În acest context, lucrarea lui M. Sebek este valoroasă prin gradul mare de generalitate al soluţiei oferite şi prin sporirea numărului parametrilor liberi, care pot fi aleşi pe baza unor restricţii comportamentale ale sistemului.

Concluzii

Analizînd lucrările prezentate la Congresul IFAC 1984, se observă că linia principală urmată de autori este aceea de a corela teoria sistemelor 1—D cu complexitatea şi particularităţile sistemelor discrete 2—D. Pe de altă parte, s-a ajuns la o unanimitate relativă a punctelor de vedere a specialiştilor, în ceea ce priveşte reprezentarea pe stare a acestor sisteme, modelul utilizat fiind cel propus de Roesser (1975). Deşi prezintă anumite inconveniente în ceea ce priveşte definirea şi corelarea conceptelor de controlabilitate şi observabilitate, acest model reprezintă prelungirea naturală a modelelor 1—D discrete la cazul 2—D, deoarece păstrează faptul esenţial şi anume că evoluţia stărilor se face prin ecuaţii diferenţiale de ordinul 1.

În contextul literaturii ştiinţifice dedicate sistemelor 2—D, lucrările analizate aduc contribuţii importante în acoperirea unor „pete albe" existente în analiza/sinteza sistemelor bidimensionale, cum ar fi alocarea şi stabilizarea prin reacţie, observeri minimali şi sinteza lor, legătura dintre stabilitatea internă şi stabilitatea intrare-ieşire (BIBO) a sistemelor 2—D reprezentate prin modele R. Abordarea acestor problematici este făcută atît prin reprezentări pe stare, cît şi pe baza matricilor polinomiale în două nedeterminate.

BIBLIOGRAFIE

[1] B. Droaşcă, „Contribuţii la analiza şi sinteza sistemelor 2-D". Teză de doctorat,, 1983.

[2] B. Droaşcă, D. Stănescu, „Sisteme 2-D, Formulare algebrică; analiza stabilităţii" *AMC 35*, Ed. Tehnică, Bucureşti.

[3] Attassi S., „Systeme linéaires homogènes a deux indices“, *Rapport Laboratoria* 31.

[4] R. P. Roesser, „A Discrete State-Space Model for Linear Image Processing“. *IEEE Trans. on Aut. Contr.* AC-20, 1, 1975.

[5] E. Fornasini, G. Marchesini, „Doubly Indexed Dynamical Systems“ State Space and Structural Properties *Mathematical Systems Theory*, vol. 12, nr. 1, 1978.

[6] Shanks I., Justice E. (1972), „Stability and Synthesis of TwoDimens. Recursive Filters“. *IEEE Trans. on Audio and Electroac.* iunie

[7] Huang H. (1972), „Stability of Two-Dimens. Recursive Filters“ *IEEE Trans. on Audio-Electroac.*, iunie.

[14.3/F2] J. E. Kurek, „Stabilities of 2-D linear discrete time systems“.

[14.3/F3] B. Agathoklis, E. I. Zury, M. Mansour, „Asymptotic stability and the Lyapunov equation for two dimensional discrete systems“.

[8] P. J. Moylan, „Matrices with positive principal minors“. *Linear Algebra and its Applications (17)*, 1977.

[14.3/F1] B. G. Mertzios, „Decoupling of 2-D Systems by Dynamic State Feedback Controller“.

[9] P. N. Paraskevopoulos (1981), „Characteristic Polynomial Assignment and Determination of the Residual Polynominal in 2-D Systemst, *IEEE Trans. on Aut. Contr.* vol. AC-26, No. 2, aprilie.

[14.2/E4] M. Sebek, „Model matching of 2-D multi-input multi-output systems“.

[10] A. R. E. Ahmed (1980) „On the stability of two-dimensional discrete systems“. *IEEE Trans. on Autom. Contr.* vol. AC-25.

[11] C. R. Rav, S. K. Mitra (1971) *„Generalized Inverse of Matrices and its Applications“*, Wiley, New York.

[12] P. Stavroulakis, P. N. Paraskivopoulos (1981) „Reduced-order feed-back law implementation for 2-D digital systems“, *Int. J. System Sci.* 12.

[13] T. Hinamoto, ş.a. (1982) „Stabilization of 2-D filters using 2-D observers“. *Int. J. System Sci.* 13.

[14] M. Morf ş.a. (1977) „New results in 2-D Systems Theory“ Part. I. 2-D Polynomial matrices factorization, and coprimeness“. *Proc. IEEE*, vol. 65.

[15] P. N. Paraschivopoulos (1979) „Exact model — matching of 2-D Systems via state feed back“. *J. Fraulin Ins.* vol. 308.

[16] Y. Yasuda (1981) „On the synthesis of model-following two-dimensional digital systems“. *Int. J. Contr.* vol. 34.

[14.2/E5] S. Kawaji, „Minimal order state observer for two dimensional systems“.

CONDUCERE ADAPTIVĂ ȘI STOHASTICĂ

Dr. ing. V. Sima,
Dr. ing. Th. D. Popescu
I.T.C.I.

ESTIMARE ȘI FILTRARE

În cele ce urmează se sintetizează rezultatele teoretice și aplicative conținute în lucrările prezentate în *Colocviul 14.4*, intitulat „Conducere adaptivă și stohastică", al Congresului IFAC, Budapesta, 1984. Principalele probleme dezbătute, grupate în nouă secțiuni sînt următoarele: A) estimare și filtrare; B) progrese recente în estimarea nelineară; C) estimare și conducere stohastică; D) conducere adaptivă cu model etalon; E) autoacordare cu modele ARMA; F) conducere autoacordabilă linear-patratică; G) aspecte de robustețe; H) noi algoritmi și metode de calcul; I) algoritmi speciali.

Lucrările sînt prezentate în ordinea în care au figurat în programul congresului, pentru a facilita regăsirea informaților. Multe lucrări includ și unele definiții și proprietăți de bază, legate de aparatul matematic folosit, de altfel destul de complex. Datorită restricțiilor de spațiu acestea nu au putut fi în general cuprinse în acest studiu de sinteză. Am căutat însă ca, pe lîngă rezultatele efective, concretizate în diferite enunțuri (teoreme, leme, propoziții etc.), să precizăm și condițiile în care ele au fost deduse și să sugerăm și modul de obținere, demersul ideilor. De asemenea am menționat de fiecare dată concluziile reieșite din implementarea în practică a soluțiilor propuse și din compararea cu alte soluții posibile.

În general, am păstrat notațiile originale, pentru a evita eventuale erori de transcriere a formulelor și pentru ca cititorul care dorește să aprofundeze unele aspecte să poată urmări mai ușor lucrările din volumele editate cu ocazia congresului. Această opțiune induce însă o oarecare neuniformitate și face posibilă notarea aceleiași entități cu mai multe simboluri distincte. De exemplu, atît x_t cît și $x(t)$ denotă starea unui sistem la momentul t.

Lucrările prezentate în secțiunea 14.4/A tratează unele aspecte importante, atît din punct de vedere teoretic, cît și aplicativ, ale rezolvării problemelor de estimare și filtrare optimală pentru procese (în general) nelineare stohastice. Problematica dezbătută include: estimarea (sub)optimală condiționată pentru sisteme cu structură variabilă aleator (lucrarea [14.4/A1]) și pentru procese de difuzie de tip Markov [14.4/A6], filtrarea optimală a sistemelor lineare discrete nestabilizabile [14.4/A2], o condiție necesară și suficientă pentru existența filtrelor finit dimensionale pentru o clasă de sisteme discrete [14.4/A4] și estimarea unei transformări lineare a stării sistemelor evolutive cu zgomot dependent de stare [14.4/A5].

Lucrarea 14.4/A1 prezintă o metodă pentru estimarea parametrului de structură și a stării unui sistem cu un număr finit de structuri posibile, cu tranziții aleatoare de la una la alta sub influența unei distribuții Poisson de evenimente. Metoda este dedusă din teoria generală a filtrării și extrapolării optimale condiționate a proceselor aleatoare continue.

Se consideră sistemul descris de ecuațiile diferențiale stohastice

$$\begin{aligned} dx &= \Phi(x, y, s, t)dt + \psi(x, y, s, t)dw \\ dy &= \Phi_1(x, y, s, t)dt + \psi_1(x, y, s, t)dw \end{aligned} \qquad (1)$$

unde x, y și w sînt procese aleatoare în R^n, R^m, și respectiv R^p, s este un parametru de structură cu valorile posibile $s_1, \ldots, s_N$, iar Φ, Φ_1, ψ, ψ_1 sînt funcții definite pe R^{n+m+2} cu valori în R^n, R^m, $R^{n\times p}$ și respectiv $R^{m\times p}$. Sistemul poate trece

de la structura s_k la structura s_l datorită unei distribuţii Poisson cu intensitatea $\nu_l(s_k, t)$, $k, l=1, \ldots, N$. Astfel, parametrul de structură s este determinat de ecuaţia diferenţială stohastică

$$ds=\sum_{k=1}^{N}(s_k-s)dP_k \quad (2)$$

unde $P_1, \ldots, P_N$ sînt procese Poisson simple independente unul de altul şi de w, P_k avînd intensitatea $\nu_k(s, t)$, $k=1, \ldots, N$.

Se presupune că procesele x şi s sînt neobservabile şi că procesul y este observat continuu în intervalul de timp $[t_0, T]$. Problema este de a găsi estimaţiile $\hat{x}$ şi $\hat{s}$ ales stării x şi parametrului de structură s la orice moment $t\in[t_0, T]$ utilizînd observaţiile $y_{t_0}^{t}$ ale procesului y în intervalul de timp $[t_0, t]$. Se presupune de asemenea că funcţiile Φ, Φ_1, ψ, ψ_1 din (1) satisfac condiţiile de existenţă şi unicitate a soluţiei lui (1)—(2).

Urmînd ideea principală a estimaţiei optimale condiţionate se determină clasa estimatoarelor admisibile prin ecuaţiile

$$\begin{aligned} d\hat{s}&=[\alpha_1\xi_1(\hat{x}, y, \hat{s}, t)+\gamma_1]dt+\beta_1\eta_1(\hat{x}, y, \hat{s}, t)dy \\ d\hat{x}&=[\alpha_2\xi_2(\hat{x}, y, \hat{s}, t)+\gamma_2]dt+\beta_2\eta_2(\hat{x}, y, \hat{s}, t)dy \end{aligned} \quad (3)$$

şi regula de decizie

$$\hat{s}=s_k, \text{ dacă } |s_k-\hat{s}|=\min |s_h-\hat{s}| \quad (4)$$

unde $\xi_1(\xi_2)$: $R^{n+m+2}\rightarrow R^u(R^r)$, $\eta_1(\eta_2)$: $R^{n+m+2}\rightarrow R^{v\times m}(R^{s\times m})$, $\alpha_1\in R^{1\times u}$, $\beta_1\in R^{1\times v}$, $\gamma_1\in R$, $\alpha_2\in R^{n\times r}$, $\beta_2\in R^{n\times s}$, $\gamma_2\in R^{n\times 1}$. Funcţiile ξ_1, ξ_2, η_1 şi η_2 pot fi în principiu alese arbitrar. Totuşi, se recomandă ca alegerea să se facă astfel încît (3) să aibă aceeaşi formă ca şi ecuaţiile respective pentru nişte estimaţii suboptimale ale lui x şi s. În lucrare se prezintă de exemplu ecuaţiile corespunzătoare cazului în care se utilizează filtrul Kalman-Bucy extins în locul ecuaţiilor (3) şi relaţia pentru $\hat{s}$ din teoria recunoaşterii în cazul structurilor neschimbătoare.

Rezultatul principal îl constituie formulele şi ecuaţiile de calcul al valorilor optimale β_1, β_2, α_1, α_2, γ_1, γ_2 în ipoteza că procesul cu incremente independente w din (1) este determinat de

$$w(t)=w_0(t)+\int_{R^q} c(t, x)\overset{\circ}{P}(t, dx)$$

unde $w_0(t)$ este un proces Wiener cu intensitatea $\nu_0=\nu_0(t)$, $\overset{\circ}{P}(t, A)=P(t,A)-E\,P(t, A)$ $P(t, A)$ fiind o măsură Poisson independentă de $w_0(t)$, iar $c(t, x)$: $R^{1\times q}\rightarrow R^p$. Aceste relaţii nu pot fi redate aici, datorită restricţiilor de spaţiu. Rezolvarea ecuaţiilor furnizînd valorile optimale ale coeficienţilor implică nişte calcule foarte laborioase, dar acestea se bazează numai pe datele a apriori şi nu pe observaţii, deci pot fi efectuate doar o dată pentru fiecare problemă specifică de proiectare a estimatorului. Procesul de estimare on-line utilizînd observaţiile implică numai integrarea ecuaţiilor diferenţiale (3) cu coeficienţi cunoscuţi, care sînt mult mai simple decît ecuaţiile obişnuite ale filtrării nelineare suboptimale (sînt doar n+1 ecuaţii, în timp ce filtrul Kalman-Bucy extins este descris de un sistem de n(n+3)/2 ecuaţii diferenţiale).

Teoria prezentată în lucrare poate fi aplicată la problemele de recunoaştere în cazul în care semnalul recepţionat y poate fi generat de diferite surse care se pot schimba între ele. Teoria se poate extinde uşor la procese cu zgomot corelat în observaţii şi la cele a căror structură se modifică conform unei distribuţii Erlang.

Lucrarea 14.4/A2 prezintă noi rezultate asupra filtrării optimale a sistemelor lineare discrete invariante în timp, nestabilizabile. Pînă acum se considera că o condiţie necesară şi suficientă pentru convergenţa ecuaţiei cu diferenţe Riccati este ca sistemul să fie atît detectabil, cît şi stabilizabil. În lucrare se arată că se poate elimina condiţia de stabilizabilitate. Rezultatele obţinute au multe aplicaţii potenţiale, incluzînd determinarea filtrelor optimale pentru sisteme avînd numai zgomot de măsurare şi pentru sisteme avînd perturbaţii sinusoidale. Lucrarea acordă o importanţă deosebită sistemelor cu matricea de tranziţie singulară. Aceasta reprezintă o generalizare importantă a lucrărilor precedente şi permite ca rezultatele să poată fi aplicate unor noi clase de probleme, cum ar fi cea a netezirii cu întîrziere fixată.

Se consideră sistemul descris prin

$$\begin{aligned} x(t+1)&=Ax(t)+v_1(t), \quad x(0)=x_0 \\ y(t)&=Cx(t)+v_2(t) \end{aligned} \tag{5}$$

unde $x\in R^n$, $y\in R^m$, A şi C sînt matrici constante (A poate fi singulară), iar $\{v_1(t)\}$ $\{v_2(t)\}$ sînt procese stohastice staţionare satisfăcînd

$$E\left\{\begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_1^T(\tau)v_2^T(\tau)\end{bmatrix}\right\}=\begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}\delta(t-\tau), \quad Q\geqslant 0, \quad R>0.$$

Este bine cunoscut faptul că cea mai bună estimaţie lineară $\hat{x}(t)$ a lui $x(t)$ bazată pe observaţiile pînă la momentul t—1 satisface

$$\hat{x}(t+1)=\bar{A}(t)x(t)+K(t)y(t), \quad \hat{x}(0)=x_0 \tag{6}$$

$$\text{unde } \bar{A}(t) \triangleq A-K(t)C, \quad K(t) \triangleq AS(t)C^T(CS(t)C^T+R)^{-1}$$

şi S(t) satisface o ecuaţie cu diferenţe Riccati (EDR), care poate fi scrisă

$$S(t+1)=AS(t)A^T-AS(t)\bar{C}^T[\bar{C}S(t)\bar{C}+I]^{-1}\bar{C}S(t)A^T+DD^T, \; S(0)=P_0\geqslant 0 \tag{7}$$

cu $\bar{C}\triangleq R^{-1/2}C$, $R=(R^{1/2})(R^{1/2})^T, Q=DD^T, P_0$ fiind matricea de covarianţă a stării iniţiale x_0. Interesează în mod deosebit existenţa şi proprietăţile soluţiei limită S a ecuaţiei (7). Dacă această soluţie există, atunci ea satisface următoarea ecuaţie algebrică Riccati (EAR).

$$S-ASA^T+AS\bar{C}^T(\bar{C}S\bar{C}^T+I)^{-1}\bar{C}SA^T-DD^T=0. \tag{8}$$

Presupunînd că există o soluţie a lui (8), atunci dinamica filtrului limită va fi caracterizată de următoarea matrice de tranziţie staţionară

$$\bar{A}=A-AS\bar{C}^T(\bar{C}S\bar{C}^T+I)^{-1}\bar{C}.$$

În lucrare se studiază soluţiile simetrice ne-negativ definite ale lui (8), care determină filtre avînd rădăcini pe sau în interiorul cercului unitate. Aceste soluţii sînt numite *soluţii tari*. Dacă filtrul are rădăcinile strict în interiorul cercului unitate, această soluţie este numită *soluţie stabilizatoare*.

Soluţiile lui (8) se pot exprima utilizînd vectorii proprii generalizaţi ai problemei generalizate, de valori proprii asociate fasciculului simplectic de matrici M—λL, unde $L\in R^{2xn2n}$ sînt date de

$$M=\begin{bmatrix} A^T & 0 \\ -DD^T & I \end{bmatrix}, \quad L=\begin{bmatrix} I & \bar{C}^T\bar{C} \\ 0 & A \end{bmatrix}.$$

Ne-negativitatea matricilor DD^T şi $\bar{C}^T\bar{C}$ şi structura lui M şi L justifică presupunerea că fasciculul este regulat, adică det(M(M—λL)≠0. Definim

$$U=\begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} x_{11}\ldots x_{1n} \\ y_{11}\ldots y_{1n} \end{bmatrix}$$

unde $(x_{i.}^T, y_{i.}^T)^T$ este vectorul principal generalizat al fasciculului $(M-\lambda L)$ asociat λ_i și astfel încît dacă un vector principal generalizat de rang k este coloană a lui U, atunci vectorii principali de rang inferior lui K sînt de asemenea coloane ale lui U. În lucrare este demonstrată o lemă care sintetizează 9 proprietăți esențiale ale soluțiilor lui (8). Indicăm aici numai primele două:

(A) Pentru fiecare soluție S a lui EAR există o alegere a lui $\begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix}$ astfel încît există X^{-1} și $S=XY^{-1}$;

(B) Pentru orice alegere a lui $\begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix}$ astfel încît X^{-1} există, $S=YX^{-1}$ este o soluție a lui EAR, dacă $I+\bar{C}S\bar{C}^T$ este nesingulară.

Cu ajutorul acestei leme și a unei teoreme care dă condițiile în care $X^*Y \geqslant 0$, se poate obține următorul rezultat stabilind existența și unicitatea soluției tari a EAR, presupunînd doar detectabilitatea sistemului.

Teorema 3.2. Presupunînd că (C, A) este detectabil, atunci:

(I) Soluția tare a lui EAR există și este unică;

(II) Dacă (A, D) este stabilizabil, atunci soluția tare este singura soluție ne-negativ definită a EAR;

(III) Dacă (A, D) nu are moduri necontrolabile pe cercul unitate, atunci soluția tare coincide cu soluția stabilizatoare;

(IV) Dacă (A, D) are un mod necontrolabil pe cercul unitate, atunci, deși soluția tare există, nu există soluție stabilizatoare;

(V) Dacă (A, D) are un mod necontrolabil în interiorul sau pe cercul unitate, atunci soluția tare nu este pozitiv definită;

(VI) Dacă (A, D) are un mod necontrolabil în afara cercului unitate, atunci, pe lîngă soluția tare, există cel puțin o altă soluție ne-negativ definită a EAR.

În ceea ce privește convergența soluțiilor ecuației cu diferențe Riccati sînt prezentate următoarele teoreme.

Teorema 4.2 (pentru o matrice A oarecare). Dacă $S_0 > 0$, atunci detectabilitatea lui (C, A) și inexistența modurilor necontrolabile ale lui (A, D) pe cercul unitate sînt condiții necesare și suficiente pentru ca

$$\lim_{t\to\infty} S(t)=S_s \text{ (cu convergența exponențială)}$$

unde S(t) este soluția EDR cu condiția inițială S_0 și S_s este (unica) soluția tare a EAR.

Teorema 4.3 (pentru o matrice A nesingulară). Dacă (C, A) este observabil și $S_0 > S_s$, atunci

$$\lim_{t\to\infty} S(t)=S_S \text{ (cu convergența nu neapărat exponențială)}$$

unde S(t) este soluția EDR cu condiția inițială S_0 și S_s este (unica) soluție tare a EAR.

Rezultatele prezentate reprezintă generalizări importante ale celor cunoscute la sisteme nu neapărat stabilizabile (în contextul filtrării), incluzînd cazul modurilor necontrolabile pe cercul unitate. Un exemplu simplu se obține particularizînd (5) pentru $n=m=1$, cu $|A| \geqslant 1$.

Lucrarea 144/A3 prezintă fără demonstrații o condiție necesară și suficientă penru ca o clasă de sisteme nelineare discrete, fără zgomot în ecuația de dinamică, să admită filtre finit dimensionale exacte. Această condiție este utilizată în cazul gaussian pentru a obține o formulă explicită a filtrului minimal. Rezultatul este aplicat la problema urmăririi unei ținte în mișcare.

Se consideră clasa de sisteme nelineare discrete de forma

$$\begin{aligned} &x_{k+1}=f(x_k),\ x_k \in R^n,\ k=0,1,\ldots \\ &y_k=h(x_k)+\eta(x_k)v_k,\ y_k,\ v_k \in R^p,\ k=1,2,\ldots \end{aligned} \qquad (9)$$

Se presupune că

$x_k \in X$, cu X varietate C^1 conexă paracompactă pură, iar starea inițială x_0 este o variabilă aleatoare cu valori în X și densitatea de probabilitate $P_0 \in C^0(X; R_+)$ în raport cu o măsură Lebesgue μ_0 pe X;

— f este un C^1-difeomorfism de la X la X;

$h \in C^0(X; R^p)$, $\eta \in C^1(X; R^{p\times p})$ și $(\det\eta)^{-1}(0) \triangleq \{x \in X \mid \det \eta(x)=0\}$ este o C^1 subvarietate a lui X, de dimensiune cel mult n—1;

— zgomotele v_k, k=1, 2,... sînt staționare, necorelate în timp și au densitatea $V \in C^1(R^p; R_+)$ în raport cu măsura Lebesgue a lui R^p.

Notăm $Y_k=(y_1, y_2, \ldots, y_k)$, $k \geq 1$, istoria observațiilor înă la momentul k și Y_0 șirul nul, f^j și f^{-j} a j-a iterată a lui f și respectiv f^{-1}, și

$$\tilde{X}=X-\bigcup_{j\geq 0}(\det \eta\cdot f^{-j})^{-1}(0).$$

$\tilde{X}$ diferă de X printr-o mulțime de măsură nulă în raport cu μ_0.

În aceste condiții, densitatea condiționată nenormalizată a lui x_k fiind dat Y_k, $P_k(\cdot \mid Y_k)$ $C^0(\tilde{X}, R_+)$, în raport cu μ_0, poate fi obținută ca ieșire a sistemului *infinit-dimensional*

$$\pi_k(x \mid Y_k)=V(\eta^{-1}(x)(y_k-h(x)))\,\pi_{k-1}(f^{-1}(x) \mid Y_{k-1}),\ \pi_0(\cdot \mid Y_0)=P_0 \tag{10.a}$$

$$P_k(x \mid Y_k)=\prod_{j=0}^{k-1}[\,|\det \eta(f^{-j}(x))|\,|J_f(f^{-j-1}(x))|]^{-1}\pi_k(x \mid Y_k) \tag{10.b}$$

a cărui stare π_k este în $C^0(\tilde{X}, R_+)$ și ale cărui intrări sînt secvențele finite $Y_k \in R^{pk}$, pentru orice $k \geq 1$. $J_f(x)$ denotă iacobianul lui f (în raport cu μ_0) evaluat în $\tilde{x}$. În formulele (10) $x \in X$ (deci aproape peste tot în X). Precizăm acum unele definiții necesare mai jos. Conform definiției generale, un *filtru* al lui (9) este o realizare cu dimensiune nespecificată a lui (10), de forma

$$a_{k+1}=\Phi_k(a_k, y_k);\ P_k(x|Y_k)=\sigma_k(a_k, x),\ \forall x \in \tilde{X} \tag{11}$$

$\sigma_k(a, \cdot)$ fiind continuă pe $\tilde{X}$ pentru orice a, iar a_0 fiind astfel încît $\sigma_0(a_0, x)=P_0(x)$, $\forall x \in \tilde{X}$. Filtrul este *staționar* dacă $\Phi_k \equiv \Phi$ și $\sigma_k \equiv \sigma$, $\forall k \geq 1$ și *pseudo-staționar* dacă $\Phi_k \equiv \Phi$ și $\pi_k(\cdot|Y_k)=\rho(\cdot, a_0)$ cu ρ independent de k. Filtrul este *finit dimensional* dacă $a_k \in A$, $\forall k \geq 1$, A fiind o varietate C^1 finit dimensională, numită *spațiul parametru*, $\Phi_k \in C^1(A\times R^p; A)$ și $\sigma_k \in C^1(A; C^0(\tilde{X}, R_+))$. Filtrul este *analitic* dacă A, Φ_k și σ_k sînt analitice, și este *invertibil* dacă $\Phi_k(\cdot, y)$ este un C^1 difeomorfism de la A la A(C^∞ difeomorfism, în cazul analitic), pentru $\forall y \in R^p$, $\forall k \geq 1$.

Problema care se pune este aceea de a caracteriza (f, h, η) astfel încît pentru X, P_0 date și pentru V o densitate gaussiană, $V(v)=\exp(-1/2\|v\|^2)$, sistemul (9) să admită filtre finit dimensionale de forma (11) și, dacă un astfel de filtru există, să se găsească realizarea lui minimală și dimensiunea. Pentru aceasta se introduce *spațiul canonic* $\overline{\mathcal{H}}$ generat de $\mathcal{H}=\{H_{\alpha\beta}\circ f^j, H_\alpha \circ f^j, \alpha, \beta=1,\ldots,p;\ j \geq 1\}$ unde

$$H_{ij}(x)=[\eta(x)\eta^T(x)]_{ij}^{-1},\quad j=1,\ldots,p:\quad H_i(x)=\sum_{j=1}^{p}H_{ij}(x)h_j(x),\quad i=1,\ldots,p.$$

Se afirmă că (9) admite un filtru finit dimensional dacă și numai dacă $\overline{\mathcal{H}}$ este finit dimensional. Dacă din $\overline{\mathcal{H}}=r<\infty$, există o realizare analitică invertibilă pseudo-

staționară a filtrului de dimensiune r. Realizarea minimală este dată în forma matricială de $a_k=(a_k^1,\dots,a_k^r)^T$ și de

$$a_{k+1}^k=(R^T)^{-1}a_k+M^Ty_k-{}^1/_2y_k^T\Lambda y_k,\quad a_0=0$$

$$P_k(x|Y_k)=\left\{\prod_{j=1}^{k-1}[|\det\eta\cdot f^{-j}(x)|J_f(f^{-j-1}(x))]^{-1}\exp\left\{-{}^1/_2\sum_{j=0}^{k-1}H_0\cdot f^{-j}(x)\right\}P_0(f^{-k}(x))\right\}$$

$$\cdot\exp\left(\sum_{i=1}^{r}a^i\theta_i(x)\right);\quad H_0(x)=\sum_{i=1}^{p}H_i(x)h_i(x)$$

unde $\theta_i(x)$, $i=1,\dots,r$ este baza canonică, iar R, M și Λ sînt definite în lucrare în raport cu această bază. În plus, realizarea de mai sus este observabilă și slab accesibilă.

Rezultatele menționate au fost aplicate la urmărirea unei ținte în mișcare. Filtrul nelinear propus, de ordinul 4, a fost comparat cu filtre lineare: filtrul Kalman dedus prin aproximarea gaussiană a lui x_0 și filtrul Kalman extins. Filtrele liniare s-au dovedit ineficiente, cerînd 30—40 de iterații în cel mai bun caz, în timp ce filtrul nelinear necesita mai puțin de 15 iterații, chiar la eroare de estimare inițială de 30—40%.

Lucrarea 14.4/A4 prezintă o demonstrație directă, algebrică, a stabilității asimptotice a soluțiilor nule ale unui identificator adaptiv paralel cu un *„model de estimare extins"* (MEE). Demonstrația nu face apel la teoreme de stabilitate sau hiperstabilitate și nu implică satisfacerea unei condiții de pozitivitate. În ipoteza unei excitații persistente, vectorul erorii parametrilor converge asimptotic la zero.

Motivul utilizării MEE îl constituie eliminarea dezavantajelor și eșecurilor altor identificatori paraleli propuși: identificatorul cu filtru de eroare fixat cere informații a priori despre dinamica procesului, iar identificatorul cu filtru ajustabil poate fi instabil.

Modelul care trebuie identificat este descris de relația

$$y_k=\sum_{i=1}^{n}a_iy_{k-i}+\sum_{i=0}^{m}b_iu_{k-i}\triangleq p^T\overline{y}_{k-1}$$

unde $p^T=[a_1,\dots,a_n,b_0,\dots,b_m]$, $\overline{y}_{k-1}^T=[y_{k-1},\dots,y_{k-n},u_k,\dots,u_{k-m}]$ iar $\{u_k\}$ și $\{y_k\}$ sînt secvențele de intrare și respectiv de ieșire.

Sistemul ajustabil este descris de

$$\hat{y}_k=\sum_{i=1}^{n}\hat{a}_i(k)\hat{y}_{k-i}+\sum_{i=0}^{m}\hat{b}_i(k)u_{k-i}+\sum_{i=0}^{n}\hat{d}_i(k)e_{k-i}\triangleq\hat{p}_e^T(k)z_{k-1}$$

unde definițiile pentru $\hat{p}_e(k)$ și z_{k-1} sînt evidente, iar $e_k=y_k-\overline{y}_k$.

Se dorește actualizarea lui $\hat{p}_e(k)$ cu un algoritm adaptiv adecvat astfel încît $\lim_{k\to\infty}e_k=0$ și $\lim_{k\to\infty}\hat{p}_k=p$, unde $\hat{p}_e^T(k)=[\hat{p}_k^T,\ \hat{d}_k^T]$.

Se demonstrează următorul rezultat.

Teoremă. Dacă se utilizează algoritmul de adaptare

$$\hat{p}_e(k)=\hat{p}_e(k-1)+G_{k-1}z_{k-1}e_k$$

$$G_k=G_{k-1}-\frac{G_{k-1}z_{k-1}z_{k-1}^TG_{k-1}}{1+z_{k-1}^TG_{k-1}z_{k-1}},\quad G_0>0\text{ arbitrară,}$$

atunci $\lim_{k\to\infty} e_k=0$. În plus, dacă secvența de intrare satisface

$$\lim_{k\to\infty} \frac{1}{k} \sum_{i=0}^{k} \overline{u_i u_i^T} > 0 \tag{12}$$

unde $\overline{u_i^T}=[u_i, \ldots, u_{i+m+n}]$, atunci $\lim_{k\to\infty} \hat{p}_k=p$.

Trebuie menționat că cerința de pozitivitate (12) interpretată ca o condiție de „bogăție" a intrării, este utilizată de peste 10 ani în numeroase lucrări (de exemplu, cele ale lui Narendra și colaboratorii, Anderson și Moore etc.).

Lucrarea 14.4/A5 propune un estimator linear al unei transformări lineare a stării unui sistem evolutiv cu zgomot dependent de stare și comandat prin reacție de la observații afectate de un zgomot alb general. Dependența de stare a zgomotului poate fi lineară sau nelineară. Se arată că estimația este asimptotic nedeplasată și stabilă, în sensul convergenței tari a covarianței procesului erorii de estimare.

Sistemele evolutive cu zgomot dependent de stare se întîlnesc în multe probleme practice, cum ar fi structuri flexibile mari, transfer de căldură, sisteme cu întîrzieri. Estimarea stării acestor sisteme este foarte dificilă; chiar în cazul sistemelor cu parametri concentrați, filtrul Kalman este infinit dimensional. De aceea în lucrare se adoptă o altă abordare: se proiectează întîi un estimator cu structură dinamică simplă și proprietăți asimptotice bune, avînd libertate în alegerea spațiului de stare al acestuia, și apoi se caută cel mai bun estimator. Este discutată doar prima etapă a acestei abordări.

Sistemul estimat este guvernat de ecuația diferențială de tip Ito

$$dx(t)=Ax(t)dt+D(x(t))dw(t)+Pu(t)dt, \quad t>0 \tag{13}$$

unde A este generatorul infinitezimal al unui semigrup continuu tare pe un spațiu $\mathcal{H}$, starea inițială $x_0 \in \mathcal{D}(A)$ este necunoscută (poate fi aleatoare, cu statistici necunoscute), zgomotul w(t) este un proces Wiener pe K cu operatorul de covarianță incrementală W, $u(t) \in U$ este comanda și $P \in \mathcal{L}(U, \mathcal{H})$ (P este aplicație liniară de la U la $\mathcal{H}$). $\mathcal{H}$, K, U și Y (vezi mai jos) sînt spații Hilbert. Se consideră două cazuri: sistem necomandat și sistem comandat cu următoarele ipoteze:

Cazul 1: P=O, iar D satisface $D(x) \in \mathcal{L}(K, \mathcal{H})$ și

$$\|D(x)\| \leqslant C(1+\|x\|), \quad \|D(x)-D(y)\| \leqslant C\|x-y\|, \quad \forall x, y \in \mathcal{H}.$$

Cazul 2: $D \in \mathcal{L}(\mathcal{H}, \mathcal{L}(K,\mathcal{H}))$, iar comanda u este admisibilă în sensul că $\int_0^\infty E\|u(t)\|^2 dt<\infty$ și u este adaptat sigma-algebrei generate de zgomot. În ambele cazuri există o unică soluție a sistemului, continuă în medie patratică.

Ecuația *observației* are următoarea formă

$$dy(t)=Cx(t)dt+Bdv(t) \tag{14}$$

unde v(t) este zgomotul definit pe Y cu covarianță incrementală V și independent de w(t), $B \in \mathcal{L}(Y)$ și $C \in \mathcal{L}(\mathcal{H}, Y)$.

Cîteva definiții și proprietăți ale proceselor stocastice pe spații Hilbert sînt prezentate într-un paragraf preliminar al lucrării. Se spune că sistemul (13) este *stabil* dacă $\int_0^\infty E\|x(t)\|^2 dt<\infty$. Se demonstrează că dacă semigrupul continuu tare T_t al tranziției stării este stabil, adică $\|T_t\| \leqslant be^{-\beta t}$, cu $b \geqslant 1$ și $\beta>0$, pentru $\forall t>0$, și dacă $\beta>{}^1/_2 b^2\|D\|^2 tr(W)$, atunci sistemul (13) este stabil. Se demonstrează, de asemenea

Lema 2. Dacă (13) este stabil, cu $||T_t|| \leqslant be^{-\beta t}$, $\beta > 0$ și dacă $\beta > {}^1/_2 b^2 ||D||^2 tr(W)$, atunci $E||x(t)||^2$ este mărginit (uniform în raport cu t).

Se dorește să se proiecteze un *estimator consistent* al lui Tx(t), $T \in \mathcal{L}(\mathcal{H}, M)$, cu spațiul de stare Hilbert M, de forma

$$dz(t) = Fz(t)dt + Gdy(t) + Hu(t)dt, \quad t > 0 \tag{15}$$

unde F generează un semigrup continuu tare $T_F(t)$ pe M, starea inițială z_0 este (dată) în $\mathcal{D}(F)$, $G \in \mathcal{L}(Y, M)$, $H \in \mathcal{L}(U, M)$. Prin estimator consistent se înțelege că procesul erorii $de(t) = dz(t) - Tdx(t)$ este asimptotic nedeplasat (adică $\lim_{t\to\infty} Ee(t) = 0$) și cu covarianță convergentă tare.

Principalele rezultate ale lucrării sînt concentrate în enunțurile de mai jos. Pentru cazul necomandat avem

Teorema 1. În ipotezele cazului 1 și dacă

(i) F generează un semigrup stabil $T_F(t)$, cu $||T_F(t)|| \leqslant ke^{-\alpha t}$;

(ii) A generează un semigrup stabil $T_A(t)$ cu $||T_A(t)|| \leqslant be^{-\beta t}$ și $\beta > {}^1/_2 b^2 ||C||^2 tr(W)$;

(iii) $FT - TA = -GC$

unde α și β sînt constante pozitive, atunci z(t) dat de (15) (cu H=0) este un estimator consistent al lui Tx(t).

Dacă D este linear, condiția (ii) poate fi înlocuită cu stabilitatea lui (13). Ar rezulta că pentru $T_A(t)$ stabil o alegere naturală a estimatorului ar fi $dz(t) = Az(t)dt$. Totuși, în lucrare se dă un exemplu pentru care această alegere nu este suficient de bună.

În cazul comandat, se consideră legi de comandă de forma $u(t) = \int_0^t L(t, s)dy(s)$.

Teorema 2. Se presupune că F generează un semigrup stabil $T_F(t)$, cu $FT - TA = -GC$ și $H = TP$. Atunci estimatorul z(t) dat de (15) este asimptotic nedeplasat. Dacă, în plus, sînt îndeplinite condițiile Lemei 2, atunci covarianța procesului eroare este convergentă tare.

Lucrarea 14.4/A6 furnizează recomandări pentru alegerea structurii filtrelor optimale condiționate care estimează procesele descrise prin ecuații diferențiale stohastice. Construcția acestor filtre se bazează pe ecuația filtrării nelineare optimale, obținută în estimarea proceselor de difuzie de tip Markov. De asemenea, se prezintă un algoritm pentru calculul coeficienților care optimizează filtrele. În plus, pentru o clasă de sisteme stohastice a fost obținută corelația între estimațiile optimale condiționate ale filtrării și extrapolării, ceea ce face posibilă determinarea coeficienților extrapolatorului prin metodele evoluate de analiză a sistemelor dinamice supuse acțiunilor aleatoare.

În general, tehnicile disponibile pentru estimarea stării și parametrilor sistemelor nelineare descrise prin ecuații diferențiale stohastice de ordin mare furnizează soluții dificil de implementat. De aceea sînt necesare tehnici mai simple pentru estimare suboptimală. O astfel de tehnică o constituie metoda filtrării optimale condiționate (vezi și lucrarea 14.4/A1). Metoda constă în găsirea estimațiilor în clasa funcționalelor determinate de ecuații diferențiale de tip și ordin date, cu coeficienți (dependenți de t) obținuți din condiția de eroare medie patratică de estimare minimă pentru orice $t \in [0, T]$. Eficiența sistemelor de estimare optimală condiționată este determinată în mare măsură de forma ecuațiilor diferențiale care descriu comportarea estimațiilor. În general, în proiectarea sistemelor de estimare se face apel la concepte euristice. În lucrare se propune o alegere fundamentată a structurii filtrelor.

Se consideră un proces Markov vectorial descris de ecuațiile de tip Ito

$$\begin{aligned} d\theta(t) &= a(\theta(t), \eta(t), t)dt + b_1(\theta(t), \eta(t), t)dw_1(t) + b_2(\theta(t), \eta(t), t)dw_2(t) \\ d\eta(t) &= A(\theta(t), \eta(t), t)dt + B_1(\eta(t), t)dw_1(t) + B_2(\eta(t), t)dw_2(t) \end{aligned} \tag{16}$$

unde $\theta(t) \in R^n$, $\eta(t) \in R^m$, a, A și b_i, B_i, $i=1, 2$, sînt funcții vectoriale, respectiv matricile, $w_1(t)$ și $w_2(t)$ sînt procese Wiener standard independente, iar coeficienții a, A, b_i și B_i sînt astfel încît există cu probabilitate 1 o soluție unică a lui (16). Fie realizarea *observabilă* $\eta_0^t = \{\eta(\tau), \quad 0 \leqslant \tau \leqslant t\}, t \in [0, T]$. Problema filtrării este obținerea estimației $\hat{\theta}(t)$ de eroare medie patratică minimă a vectorului aleator $\theta(t)$, la momentele $t \in [0, T]$. Presupunînd că matricea $(B, B) = B_1(\eta, t)B_1^T(\eta, t) + B_2(\eta, t)B_2^T(\eta, t)$ este uniform nedegenerată, adică $\det(B, B) \geqslant C > 0$, în lucrare sînt prezentate ecuațiile filtrării nelineare optimale și soluția aproximativă în care estimația $\hat{\theta}(t)$ a lui $\theta(t)$, $t \in [0, T]$ este

$$d\hat{\theta}(t) = \alpha(t)\xi(\hat{\theta}(t), R(t), \eta(t), t)dt + \beta(t)\Phi(\hat{\theta}(t), R(t), \eta(t), t)(B, B)^{-1} \cdot$$
$$\cdot (d\eta(t) - \tilde{A}(\hat{\theta}(t), R(t), \eta(t), t)dt + \gamma(t)dt$$

unde $\xi(\hat{\theta}, R, \eta, t) = \tilde{E}[a(\theta(t), \eta(t), t) | \eta_0^t]$, $\Phi(\hat{\theta}, R, \eta, t) = \tilde{E}[((b, B) + \mathring{\theta}(t)A^T(\theta(t), \eta(t), t)) | \eta_0^t]$,

$$\tilde{A}(\hat{\theta}, R, \eta, t) = \tilde{E}[A(\theta(t), \eta(t), t) | \eta_0^t], \quad \mathring{\theta}(t) = \theta(t) - \hat{\theta}(t)$$

$$(b, B) = b_1(\theta, \eta, t)B_1^T(\eta, t) + b_2(\theta, \eta, t)B_2^T(\eta, t)$$

iar $\tilde{E}$ înseamnă că mediile respective sînt calculate cu ajutorul unei funcții $\hat{p}(\theta, t | \eta_t^0)$ care aproximează funcția de densitate de probabilitate condiționată exactă. În lucrare se prezintă unele recomandări pentru alegerea structuri funcțiilor matriciale $\alpha(t)$, $\beta(t)$ și a funcției $p(\hat{\theta}, t | \eta_0^t)$. De asemenea, se indică tehnica de calcul off-line, anterior demarării procesului de filtrare, a funcțiilor $\gamma(t)$, $\alpha(t)$ și $\beta(t)$. Funcția $\gamma(t)$ se obține din condiția ca estimația $\hat{\theta}(t)$ să fie nedeplasată, $\forall t \in [0, T]$, iar $\alpha(t)$ și $\beta(t)$ rezultă prin minimizarea erorii medii patratice pentru fiecare $t \in [0, T]$ (mai precis, se minimizează $tr(E[\theta - \hat{\theta})(\theta - \hat{\theta})^T |_t])$.

Pentru clasa de sisteme parțial observate descrise de

$$d\theta(t) = (a_1(t)\theta(t) + a_0(t))dt + b(\theta(t), t)dw_1(t)$$
$$d\eta(t) = A(\theta(t), \eta(t), t)dt + B(\theta(t), \eta(t), t)dw_2(t)$$

se găsește relația între estimațiile optimale $\hat{\theta}(t, t)$ (problema filtrării) și $\hat{\theta}(t+T, t)$, $T > 0$ (problema extrapolării) care minimizează $E|\hat{\theta}(t, t) - \theta(t)|^2$, respectiv $E|\hat{\theta}(t+T, t) - \theta(t+T)|^2$, pentru fiecare $t \geqslant t_0$, în clasa estimațiilor determinată de ecuațiile

$$d(\hat{\theta}(t, t) = [\alpha_1(t)\hat{\theta}(t, t) + \alpha_2(t)\eta(t) + \gamma(t)]dt + \beta(t)d\eta(t)$$

$$d\hat{\theta}(t+T, t) = [\bar{\alpha}_1(t, T)\hat{\theta}(t+\bar{T}, t) + \bar{\alpha}_2(t, T)\eta(t) + \bar{\gamma}(t, T)]dt + \bar{\beta}(t, T)d\eta(t).$$

Rezultatul principal îl constituie faptul că extrapolatorul poate fi scris astfel

$$\hat{\theta}(t+T, t) = u(t+T, t)\hat{\theta}(t, t) + h(t, T)$$

unde $u(t+T, t)$ este un factor de amplificare, iar $h(t, T)$ este un termen nealeator.

Progrese recente în estimarea nelineară

În *secțiunea 14.4/B* a Congresului IFAC au fost prezentate numai trei lucrări, toate referitoare la filtrarea nelineară. Se tratează proiectarea filtrelor optimale pentru procese negaussiene (lucrarea [14.4/B1]) aproximații asimptotice [14.4/B3] și filtrarea în varietăți riemanniene [14.4/B6].

Lucrarea 14.4/B1 este destinată obținerii estimației optimale în medie patratică, $\hat{x}(t)$, a lui $X(t)$, fiind date observațiile $\{Y(t): s \in I = [t_0, t_f]\}$, unde X și Y sînt procese stohastice cu valori reale, nu neapărat gaussiene, de ordinul doi, cu statistici cunos-

cute. Filtrul de bază este reprezentat ca o serie funcțională Volterra aparținînd unui spațiu Foch generalizat F , care este un spațiu Hilbert cu nucleu reproducător de funcționale nelineare, echipat cu un anumit produs scalar ponderat. Se obține o *ecuație lineară* în spațiul F pe care trebuie să o satisfacă filtrul nelinear optimal, care se reduce la ecuația Wiener-Hopf în cazul gaussian linear. Ca o aplicație, se prezintă o nouă clasă de filtre nelineare care este optimală pentru o clasă largă de procese stohastice negaussiene și este ușor de implementat.

Se știe că estimația $\hat{x}$, optimală în medie patratică, este media condiționată de observațiile $\{y(s), s \in I\}$. În cazul gaussian, $\hat{x}$ se obține prelucrînd observațiile cu un filtru linear care satisface ecuația Wiener-Hopf. În cazul negaussian, $\hat{x}$ este în general o funcțională nelineară de observații. În lucrare, aceasta se scrie în termenii unei serii Volterra

$$\hat{x}(t)=V(y)(t)=V_t(t)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{1}{k!}\int_I\cdots\int_I h_k(t;t_1,\ldots,t_k)y(t_1)\ldots y(t_k)dt_1\ldots dt_k^* \tag{1}$$

unde nucleele h_k sînt cauzele (adică $h(t;t_1,\ldots,t_k)=0$, $\forall\ t_i>t$, $i=1,\ldots,k$), și satisfac condițiile care fac ca V_t să aparțină unui spațiu Foch generalizat F_ρ (adică, h sînt simetrice în $t_1,\ldots,t_k$; $h_k(t;.)\in L^2(I^k)$, $k=0,1,\ldots$; și $\sum_{k=0}^{\infty}\frac{\rho k}{k!}\|h_k(t;.)\|_{L^2(I^k)}^2<\infty$, unde $\rho=\{\rho_0,\rho_1,\ldots\}$ este un șir dat de constante de ponderare pozitive). F_ρ este un spațiu Hilbert cu produsul scalar $<V_t,\tilde{V}_t>_{F_\rho}=\sum_{k=0}^{\infty}\rho_k<h_k(t;.)\tilde{h}_k(t;.)>_{L^2(I^k)}$.
În plus, F_ρ admite nucleul reproducător $K(y,z)=q_\rho[<y,z>_{L^2(I)}]$, pentru $y,z\in L^2(I)$, unde $q_\rho(\xi)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{1}{k!\rho_k}\xi^k$. Într-adevăr, $K(y,.)\in F_\rho$ și $<V_t,K(y,.)>_{F_\rho}=V_t(y)$.

Filtrul optimal căutat $\hat{V}_t$ trebuie să rezolve problema

$$\min_{V_t\in F_\rho} E\,|V_t(Y)—X(t)|^2.$$

Luînd derivata Frechet în F_ρ se obține următoarea ecuație *lineară* în $\hat{V}_t$

$$E\{K(Y,.)_t<K(Y,.)_t\hat{V}_t>_{F_\rho}\}=E\{K(Y,.)_tX(t)\},\ t\in I. \tag{2}$$

În cazul $\rho_1=1$, $\rho_i=0$, $i>1$, această relație se reduce la ecuația Wiener-Hopf. Operatorul linear din membrul stîng are structura specificată complet de auto-corelațiile lui Y (de toate ordinele). Similar, membrul drept din ecuație este un vector în F a cărui structură este complet definită de inter-corelațiile de toate ordinele ale lui X și Y. Se presupune că aceste corelații sînt date și aparțin lui L^2. $\hat{V}_t$ se obține rezolvînd sistemul linear infinit dimensional (2).

În anumite condiții Y(t) se poate reprezenta printr-o serie de funcții proprii (ortogonale) $Y(t)=\sum_{i=1}^{\infty}B_t\Phi_i(t)$. Estimația optimală $\hat{x}(t)$ se poate obține proiectînd X(t) în spațiul generat de variabilele aleatoare $Z_i(s)=K(\Phi_i, Y)_s$, $i=1,2,\ldots$. Dacă vectorii proprii sînt numerotați în ordinea descreșterii valorilor proprii și dacă în dezvoltarea lui Y(t) se rețin numai primii n termeni, problema devine finit dimensională și filtrul se poate implementa ușor.

---

* Se notează cu litere mari variabilele aleatoare și cu litere mici realizările lor.

Lucrarea 14.4/B3 aplică metodele analitice şi algebrice Lie la determinarea dezvoltărilor asimptotice pentru problema „senzorului polinomial slab". Se arată că o dezvoltare formală a densităţii condiţionate nenormalizate este într-adevăr o aproximaţie asimptotică într-o normă corespunzătoare şi că fiecare termen al dezvoltării poate fi calculat cu un filtru recursiv finit dimensional. Este tratată apoi problema estimării sistemelor lineare ai căror parametri au variaţii bruşte rare, considerînd o dezvoltare formală în termenii unui parametru mic; totuşi, cu excepţia primului termen, metodele nu furnizează filtre finit dimensionale.

Se consideră problema estimării unui semnal x_t, $t>0$ din observaţii afectate de zgomot y_s, $s \leqslant t$, de forma $y_t = \int_0^t h(x_s)ds + v_t$, unde h este o funcţie netedă, v este un proces Wiener standard independent de x şi toate procesele sînt definite pe intervalul de timp finit [0, T]. Se presupune că semnalul (sau procesul de stare) este un proces Markov omogen, cu generatorul L,

$$\Phi(x_t) = \Phi(x_0) + \int_0^t L\Phi(x_s)ds + m_t^{\varnothing} \tag{3}$$

unde $\Phi \in D(L)$ (domeniul lui L) şi $m_t^{\varnothing}$ este un martingal. Problema estimării recursive a lui x_t, dată fiind σ-algebra generată de observaţii $Y_t = \sigma\{y_s, 0 \leqslant s \leqslant t\}$, implică într-un mod esenţial următoarea ecuaţie diferenţială stohastică de tip Ito, cunoscută ca *ecuaţia Duncan—Mortensen—Zakai* (DMZ),

$$du(t, x) = (L^*u)(t, x)dt + h(x)u(t, x)dy_t \tag{4}$$

unde u(t, x) este densitatea condiţionată nenormalizată a lui x_t fiind dat Y_t. Pînă în prezent au fost obţinute în relativ puţine cazuri filtre finit dimensionale pentru calculul soluţiei ecuaţiei DMZ sau a altor statistici condiţionate. De aceea, se studiază aproximaţiile asimptotice ale lui (3) pentru sisteme slab nelineare. Această idee a fost aplicată pentru clasa problemelor senzorului polinomial slab, care în general nu admite o soluţie finit dimensională

$$dx_t = ax_t dt + dw_t \tag{5}$$

$$dy_t^{\varepsilon} = [x_t + \varepsilon(x_t)^k]dt + dv_t,\ k \geqslant 1,\ y_0^{\varepsilon} = 0,\ p_0(x) \text{ gaussian},$$

unde ε este un parametru mic. Cînd $\varepsilon \downarrow 0$ se regăseşte problema filtrării Kalman Pentru ε mic este rezonabil să ne aşteptăm ca soluţia problemei să poată fi aproximată bine de soluţia unei probleme Kalman. Anume, să presupunem că $u^{\varepsilon}(t, x)$ densitate condiţionată nenormalizată pentru (5), are dezvoltarea

$$u^{\varepsilon}(t, x) = u_0(t, x) + \varepsilon u_1(t, x) + \varepsilon^2 u_2(t, x) + \dots \tag{6}$$

Se poate arăta că, într-o normă anumită,

$$u^{\varepsilon}(t, x) - \sum_{i=0}^{n} \varepsilon^i u_i(t, x) = 0(\varepsilon^{n+1})$$

şi că fiecare termen din dezvoltarea (6) poate fi calculat cu un filtru recursiv finit dimensional. Pentru aceasta se utilizează o tehnică a algebrei Lie aplicată ecuaţiilor descriind comportarea termenilor $u_i(t, x)$, obţinută prin substituirea lui (6) în (4) şi egalarea coeficienţilor. Aceste două rezultate justifică utilitatea dezvoltării (6).

Tehnicile algebrei Lie sînt aplicate în continuare unei probleme de estimare similare, dar mult mai complicate. Se consideră sistemul (monovariabil)

$$\begin{aligned} dx_t &= a(\theta_t)x_t dt + b(\theta_t)dw_t \\ dy_t &= c(_t\theta)x_t dt + r^{1/2}dv_t \end{aligned} \tag{7}$$

unde w și v sînt procese Wiener standard, x_0 are distribuție gaussiană, iar θ este un proces Markov cu un număr finit de stări luînd valori în mulțimea $S=\{1, \dots$ $\dots, N\}$, cu vectorul de probabilitate $p_t=[p_t^1, \dots, p_t^N]^T$, $p_t^i=P(\theta_t=i)$, dat de

$$p_t=\varepsilon G^T p_t,\ \varepsilon>0. \qquad (8)$$

Se presupune că w, v, x_0 și θ sînt independente. Se cere să se estimeze x_t și θ_t fiind dat Y_t. Dacă $\varepsilon=0$ și parametrul θ este o variabilă aleatoare constantă, pentru această problemă există un filtru finit dimensional, studiat anterior de alți autori. Dacă $\varepsilon\neq0$ este un parametru mic, parametrii au variații bruște rare. Fie u(t, x, k) densitatea condiționată asociată nenormalizată a lui x_t și θ_t fiind dat Y_t și se presupune că

$$u(t,x,k)=u_0(t,x,k)+\varepsilon u_1(t,x,k)+\dots.$$

Înlocuind în ecuația DMZ, echivalentă în acest caz cu un sistem de N ecuații (cu derivate *parțiale*) stohastice cuplate, și egalînd coeficienții puterilor lui ε, se poate constata că algebra Lie corespunzătoare este în general infinit dimensională, chiar dacă neglijăm termenii de grad mai mare sau egal cu 2 în ε. Deoarece numai aproximația de ordinul zero (pentru $\varepsilon=0$) poate fi calculată cu un filtru recursiv finit dimensional, este necesar doar să se verifice că $u(t,x,k)-u_0(t,x,k)\in O(\varepsilon)$. În lucrare se studiază această problemă pentru cazul N=2 și c(1)=c(2), stabilindu-se, în anumite condiții, existența și unicitatea soluției ecuației DMZ într-o anume clasă de funcții, și următorul rezultat

Teorema 2: Pentru aproape orice traiectorie $\{y_t,\ 0\leq t\leq T\}$, $\lim_{\varepsilon\downarrow0}[\sup_{0\leq t\leq T}\int_R|u(t,x,k)-u_0(t,x,k)|dx/\varepsilon]=c<\infty$, $k=1, 2$.

În lucrare se discută de asemenea versiunea discretă a problemei (7)—(8). În acest caz filtrul optimal la momentul t constă din N^t filtre Kalman variante în timp, deci acest filtru nu este implementabil. Metoda propusă furnizează un estimator compus din N filtre Kalman în paralel, total decuplate, $\hat{x}_i(t)=E\{x_t|Y_t,\ \theta=i\}$, și un filtru $\hat{x}_t=\sum_{i=1}^{N}\pi_i(t)\hat{x}_i(t)$, unde $\pi_i(t)=P[\theta=i|Y_t]$ este calculat recursiv printr-o formulă de tip Bayes. Acest filtru răspunde lent la variațiile bruște ale parametrilor. Pentru a mări sensibilitatea, la fiecare moment de timp t se deduce acel j care maximizează $\pi_j(t)$, $i=1, \dots, N$ și valorile corespunzătoare ale parametrilor sînt utilizate într-un filtru Kalman. Acest filtru este comparat în simulare cu alte filtre suboptimale (filtrul Kalman extins cu amplificare modificată, filtrul pe un pas, bazat numai pe θ_t, și filtrul pe doi pași, bazat pe θ_t și θ_{t-1}), dintre care multe se comportă mai bine. Concluzia care reiese este că aplicabilitatea și utilitatea acestor metode depinde foarte mult de problemă.

Lucrarea 14.4/B6 prezintă o formulare generală a problemei filtrării neliniare în varietăți riemanniene. Se utilizează soluțiile tari ale ecuațiilor diferențiale stohastice ale proceselor de stare și de observație în spațiile fibrate de repere („frame") ortogonale ale varietăților proceselor de stare și, respectiv, de observație. Se obține o formulă generală de tip Bayes pentru media condiționată a funcțiilor netede de stare, care este folosită pentru o deducere directă a ecuației lui Zakai. Se utilizează aparatul matematic al geometriei diferențiale.

Fie (Ω, F, P) un spațiu probabilistic complet. Fie M_0 o varietate diferențială de dimensiune d_1 și X_t un proces evoluînd în M. Fie GL(M) grupul linear al reperelor lineare pe M, (x^i), $i=1, 2, \dots, d_1$, coordonatele locale ale vecinătăților lui x în M și (x^i, e_j^i), i, $j=1, \dots, d_1$, coordonatele locale pentru GL(M). Se consideră o subvarietate S a lui GL(M), definită de $S=\{r=(x, e)\in GL(M): ee^T=(a^{ij}(x))\}$, unde (a^{ij}) este un cîmp tensorial nedegenerat pe M de tip (2, 0). Dacă M este o varietate riemanniană cu tensorul metric (g_{ij}) și dacă luăm $(a_{ij})=(g_{ij})$, atunci S este spațiul

fibrat al reperului ortogonal O(M) al lui M, unde (a_{ij}) este inversul lui (a^{ij}). Fie $\{\Gamma^q_{il}\}$ o conexiune afină pe M compatibilă cu (a_{ij}) și $\{L_j, j=1, \ldots, d_1\}$ un sistem de cîmpuri vectoriale pe GL(M) astfel încît $L_j=e^i_j\left(\frac{\partial}{\partial x^i}-\Gamma^q_{il}\, e^l_p \frac{\partial}{\partial e^q_p}\right)$. Atunci, presupunem că X_t satisface

$$X_t=\pi(r_t), \quad r_t=(X_t, e_t) \tag{9}$$

$$dr_t=\tilde{A}_0(t, r_t)dt+\sum_{k=1}^{d_1} L_k(r_t)\cdot dv^k_t$$

unde π este proiecția naturală de la GL(M) pe M, $r_0=(X_0, e_0)\in S$, X_0 este o variabilă aleatoare, e_0 este un reper fixat, v^k_t, $k=1, \ldots, d_1$, sînt procese Wiener independente, $\tilde{A}_0$ este „liftul" orizontal în raport cu $\{\Gamma^q_{il}\}$ al cîmpului vectorial A_0 pe M, adică, în coordonate locale, $\tilde{A}_0=a^i(t, x)\left(\frac{\partial}{\partial x^i}-\Gamma^q_{il}\, e^l_p \frac{\partial}{\partial e^q_p}\right)\left(A_0=a^i(t, x)\frac{\partial}{\partial x^i}\right)$ Simbol „·" denotă cuplarea unei funcții și a unei măsuri aleatoare în integrala Stratonovich. Deoarece Γ^q_{il} este compatibil cu (a_{ij}), r_t este un proces evoluînd în S. Modelul (9) se rescrie în coordonate locale astfel

$$dX^i_t=a^i(t, X_t)dt+e^i_{\alpha t}\,dv^\alpha_t, \quad i=1, \ldots, d_1, \quad X_t=(X^1_t, \ldots, X^{d_1}_t)$$

$$de^i_{\alpha t}=-\Gamma^i_{mk}(X_t)e^k_{\alpha t}\cdot dX^m_t, \quad i, \alpha=1, \ldots, d_1.$$

Procesul de observație Y_t evoluează într-o varietate riemanniană N de dimensiune d_2 și este guvernat de ecuațiile

$$Y_t=\pi(s_t), \quad s_t=(Y_t, f_t)\in O(N)$$

$$ds_t=\tilde{h}(t, X_t, s_t)dt+\sum_{h=1}^{d_2} D_k(s_t)\cdot dw^k_t, \quad s_0\in O(N) \tag{10}$$

unde π este proiecția canonică a lui O(N) pe N, $\{D_k, k=1, \ldots, d_2\}$ este sistemul cîmpurilor vectoriale orizontale canonice pe O(N) în raport cu o conexiune afină $\{\gamma^k_{ij}\}$ compatibilă cu tensorul metric riemannian al lui N, $\tilde{h}$ este liftul orizontal al cîmpului vectorial $h(t, X_t, y)$ pe N, $y\in N$, w^t_k sînt procese Wiener independente între ele și de v^k_t și X_0.

Cu această formulare, se obține formula de tip Bayes pentru media condiționată a funcțiilor netede de stare și ecuația lui Zakai. Datorită restricțiilor de spațiu nu putem prezenta aici aceste rezultate. Lucrarea conține un exemplu în care procesul X evoluează pe $M=S^2$.

Estimare și conducere stohastică

Tematica dezbătută în cadrul *secțiunii 14.4/C* a Congresului IFAC include următoarele subiecte: conducerea adaptivă optimală utilizînd identificare recursivă (lucrarea [14.4/C1]), îmbunătățirea regimurilor tranzitorii de adaptare prin eșantionare adaptivă [14.4/C2], detecția și estimarea simultană a semnalelor în procese de difuzie [14.4/C3], comanda duală pentru identificare și ghidaj [14.4/C4], ánaliza sistemelor bilineare supuse unei intrări de tip zgomot alb gaussian [14.4/C5] și convergența metodelor recursive ale erorii de predicție pentru estimare în buclă deschisă și pentru conducere adaptivă [14.4/C6].

Lucrarea 14.4/C1 studiază problema conducerii optimale „limită" a sistemelor stohastice lineare discrete cu indice de performanță pătratic pe orizont de timp infinit. Se discută versiunea conducerii adaptive bazată pe identificare recursivă și se justifică validitatea unui algoritm adaptiv de tipul aproximației stohastice.

Se consideră sistemul

$$x_{t+1}=A(\tau)x_t+Bu_t+Cv_{t+1},\ t=0,1,\dots,\ x_t\in C^n,\ u_t,\ v_{t+1}\in C \tag{1.a}$$

unde τ este un vector al parametrilor, $\tau\in T$. Zgomotul $v^{\infty}=(v_0, v_1, \dots)$ este dat de

$$v_t=c(q,\tau)w_t \tag{1.b}$$

unde q este operatorul de întîrziere, $qw_t=w_{t-1}$, $c(\lambda,\tau)=1+\lambda c_1+\dots+\lambda^m c_m$, $\tau\in T$, iar șirul $w^{\infty}=(w_0, w_1, \dots)$ de variabile aleatoare independente este un zgomot alb discret cu proprietățile

$$E\{w_t\}=0,\quad E\{|w_t|^2\}=u\sigma_w^2>0,\quad E\{|w_t|^4\}\leqslant C_w<\infty. \tag{1.c}$$

Comanda $u^{\infty}=(u_0, u_1, \dots)$ este cu reacție

$$u_0=u_0(x_0)+e_0,\quad u_t=u_t(u^{t-1}, x^t)+e_t,\quad t=1,2,\dots$$

unde $u^{\infty}(\cdot)=(u_0(\cdot), u_1(\cdot), \dots)$ este un șir de funcții deterministe, numit *strategia de comandă*, iar e^{∞} este un șir de variabile aleatoare independente (semnal de test), cu proprietățile $E\{e_t\}=0$, $\lim_{t\to\infty} E\{|e_t|^4\}=0$, și independente de w^{∞}. Fie U^r mulțimea tuturor strategiilor care, independent de starea inițială x_0, asigură

$$\limsup_{t\to\infty}\frac{1}{t}\sum_{t'=1}^{t}(|x_{t'}|^2+|u_{t'}|^2)<\infty^*$$

unde $|x_t|^2=x_t^* x_t$. Strategiile $u^{\infty}(\cdot)\in U^r$ sînt numite strategii de comandă *realizabile*. Pentru o alegere fixată $u^{\infty}(\cdot)\in U^r$ se introduce funcționala

$$J[U^{\infty}(\cdot),\tau,w^{\infty},e]=\limsup_{t\to\infty}\frac{1}{t}\sum_{s=1}^{t}G(x_s,u_s) \tag{2}$$

unde $G(x,u)=\begin{bmatrix}x\\u\end{bmatrix}^* N\begin{bmatrix}x\\u\end{bmatrix}$, $N=\begin{bmatrix}Q & S\\ S^* & R\end{bmatrix}$, $N\geqslant 0$.

Obiectivul conducerii este de a asigura inegalitatea

$$J[u^{\infty}(.),\tau,w^{\infty},e^{\infty}]\leqslant\delta^{-1}(\tau,w^{\infty},e^{\infty}) \tag{3}$$

unde $\delta(\cdot)$ este o funcție pozitivă numită *nivelul de calitate al comenzii*. O *strategie de conducere adaptivă* este o strategie realizabilă ce asigură satisfacerea lui (3) pentru orice τ. *Comanda optimală-limită* este un șir $u^{\infty}=(u_0, u_1, \dots)$ care minimizează funcționala (2) în mulțimea comenzilor admisibile $U^a=U^a(\tau)\cup U^r$, $\{U^a=\{u^{\infty}(\cdot)=(u_0(\cdot), u_1(\cdot), \dots),\ u_t=u_t(u^{t-1}, x^t, \tau)$ cu $\frac{1}{t}(|x_t|^2+|u_t|^2)\to 0$, cînd $t\to\infty\}$.

De remarcat că indicele din (2) nu conține operatorul de mediere uzual, deci este stohastic.

---

* Egalitățile și inegalitățile între variabile aleatoare sînt cu probabilitate 1 (c.p. 1).

Pentru τ fixat, fie $u^{\infty}_{opt}(\cdot)$ strategia de comandă (dacă există) care asigură $J(u^{\infty}(\cdot),\cdot)\geqslant J(u^{\infty}_{opt}(\cdot),\cdot)$ c.p. 1, pentru orice $u^{\infty}(\cdot)\in U^a(\tau)$, $J(u^{\infty}(\cdot),\cdot)<\infty$. Dacă în (3) se înlocuieşte u^{∞} cu u^{∞}_{opt} şi $\leqslant$ cu $=$ atunci obţinem problema conducerii adaptive optimale-limită. În lucrare se dă o condiţie suficient de generală pentru existenţa lui $u^{\infty}_{opt}(\cdot)$ în cazul neadaptiv (τ presupus cunoscut, $e_t\equiv 0$):

Teorema 1. Dacă sînt îndeplinite condiţiile:

1) perechea (A, B) este stabilizabilă;

2) $\det(\lambda I_n - A)\neq 0$, pentru orice $\lambda\in C$, $|\lambda|=1$;

3) $G(z,u)\geqslant\varepsilon(|z|^2+|u|^2)$ pentru $\varepsilon>0$ şi orice $z\in C^n$, $u\in C$ satisfăcînd $Az+Bu=\lambda z$, $\lambda=1$;

4) v^{∞} satisface (1.b), iar w^{∞} are proprietăţile (1.c);

5) $c(\lambda)\neq 0$ pentru orice λ, $|\lambda|=1$.

Atunci, comanda optimală-limită u^{∞} în $U^a(\tau)$ există şi poate fi realizată printr-o reacţie lineară invariantă în timp.

Din această teoremă rezultă că $J[U^{\infty}_{opt}(\cdot),\tau,w^{\infty}]$ este o variabilă nealeatoare. Aceasta este consecinţa proprietăţilor ergodice ale proceselor definite de reacţii stabilizatoare lineare invariante în timp. Reacţia optimală pentru criteriul aleator (2) coincide cu reacţia optimală pentru criteriul nealeator, obţinut prin medierea membrului doi din (2). În consecinţă, se poate afirma optimalitatea următoarei legi cu reacţie

$$u_t=K(P_t)x_t+\gamma(q,t)z_t,\quad c(q)z_t=C^*|C|^{-2}(x_t-Ax_{t-1}-Bu_{t-1})$$

$$\gamma(\lambda,t)\equiv 0,\ \text{pentru } m=0,\quad \gamma(\lambda,t)=\sum_{s=0}^{m-1}\lambda^s\gamma_s(t),\ \text{pentru } m\geqslant 1,$$

$$\gamma_s(t)=(B^*P_tB+R)^{-1}\sum_{l=0}^{m-s-1}c_{l+s+1}B^*[A_0^*(P_t)]^lP_tC,\quad A_0(P_t)=A+BK(P_t),$$

unde P_t este soluţia ecuaţiei cu diferenţe Riccati, iar $K(P_t)$ este matricea de amplificare optimală corespunzătoare.

În cazul adaptiv, în locul parametrilor necunoscuţi se utilizează estimaţiile acestora obţinute prin identificare. Se presupune că B, C nu depind de τ şi că se poate adopta o anumită parametrizare $A(\tau)=A_0+\varepsilon\zeta^*A_1$, unde $A_0\in C^{n\times n}$ nu depinde de τ, $A_1\in C^{l\times n}$, $\varepsilon\in C^n$, $|\varepsilon|^2=1$, $\tau^*=(\zeta^*,\eta^*)$, $\eta^*=(c_1,\ldots,c_m)$. Algoritmul de adaptare folosit este o modificare a metodei celor mai mici pătrate extinse.

$$\tau_{t+1}=P_T[\tau_t+\gamma_t\varnothing_t(y_{t+1}-\varnothing_t^*\tau_t)],\quad \varnothing_t=([A_1x_t]^*,\tilde{w}_t,\ldots,\tilde{w}_{t-m+1})$$

$$\gamma_{t+1}^{-1}=\gamma_t^{-1}+|x_t|^2+|u_t|^2+|\varnothing_t|^2+1,\quad \gamma_0=1$$

$$\tilde{w}_{t+1}=y_{t+1}-\varnothing_t^*[\tau_t+\gamma_t\varnothing_t(y_{t+1}-\varnothing_t^*\tau_t)],\quad t=0,1,\ldots$$

unde P_T denotă proiecţia pe T. Algoritmul de conducere adaptivă este reprezentat de legea de comandă

$$u_t=K(P_t)x_t+c(q,\tau_t)e_t+\gamma(q,t)z_t \tag{4}$$

unde celelalte mărimi sînt definite ca mai înainte, dar pentru $\tau=\tau_t$. În anumite condiţii similare cu cele de la Teorema 1, şi dacă $\mathrm{Re}[c(\lambda,\tau)]\geqslant\rho>0$, T este o mulţime convexă compactă, iar e^{∞} verifică $E\{|e_t|^2\}\geqslant[\ln(t+1)]^{-1}$ const, cu const>0, atunci strategia de comandă (4) defineşte o conducere optimală-limită adaptivă. În plus, $\lim_{t\to\infty}\tau_t=\tau$ c.p. 1.

Semnalul de test e_t este introdus pentru a evita problemele de neidentificabilitate ale sistemelor automate fără semnale de probă.

Lucrarea 14.4/C2 tratează problema îmbunătățirii comportării schemelor de conducere adaptivă în timpul perioadei tranzitorii de adaptare. Ideea de bază o constituie utilizarea eșantionării adaptive, considerînd ca semnal de adaptat eroarea de urmărire între ieșirea unui model etalon și ieșirea procesului. Se utilizează o tehnică de modelare a sistemelor cu eșantionare neperiodică, propusă recent. Pentru simplificare, se consideră doar cazul monovariabil.

În concordanță cu faptul că procesele dinamice industriale sînt în multe cazuri continue și discretizarea unor semnale se impune din motive tehnologice, în lucrare elementul de bază care trebuie condus se consideră continuu. Perioada de eșantionare este adaptată (pas cu pas, în timp real), în funcție de eroarea de urmărire e(t), utilizînd legi de forma

$$T_k = f[\dot{e}(t_k), \ddot{e}(t_k)], \quad T_k = t_{k+1} - t_k.$$

De exemplu, T_k se obține prin rezolvarea ecuației funcționale

$$I(T_k) = \left| \int_{t_k}^{t_{k+1}} (e(t) - e(t_k))dt \right| = \left| \varnothing(\tau) \triangleq \sum_{j=-3}^{3} a_j \tau^j \right|_{\tau = T_k}$$

a cărei soluție rezultă direct în anumite cazuri particulare, sau prin minimizarea unei funcții de cost cuprinzînd un termen al erorii medii pătratice pe $[t_k, t_k+T_k]$ și un termen suplimentar, introdus pentru a elimina soluția banală $T_k=0$. Derivatele necesare sînt aproximate utilizînd

$$e^{(i+1)}(t_k) \cong \frac{1}{T_{k-1}} [e^{(i)}(t_k) - [e^{(i)}(t_{k-1})], \quad i=0, 1, \ldots$$

unde indicele superior (i) denotă derivata de ordinul i.

Modelul etalon și procesul se consideră descrise respectiv prin ecuațiile

$$L^M(p)y^M(t) = N^M(p)u^M(t-\sigma_M), \quad \sigma_M \geqslant 0 \tag{5.a}$$

$$L(p)y(t) = N(p)u(t-\sigma), \quad \sigma \geqslant 0 \tag{5.b}$$

unde σ_M și σ sînt întîrzieri constante și $p=d/dt$ este operatorul de derivare. Se presupune că polinomul $L^M(s)$ este stabil și $N(s)$ este hurwitzian și că funcțiile de transfer asociate modelelor (5) sînt ambele strict proprii. Discretizarea ecuației (5.b) utilizînd eșantionare neperiodică conduce la ecuația cu diferențe, variantă în timp

$$A[q'^{-1}(k)]y(t_{n+k}) = q^{-d(k)}B(q^{-1}, k)u(t_{m+k}), \quad k \geqslant 0$$

cu condiții inițiale corespunzătoare, unde n și m sînt gradele polinoamelor L și respectiv N, d(k) este întîrzierea (variantă în timp), q^{-1} este operatorul de întîrziere cu un tact, $q'^{-1}(k)$ este operatorul de întîrziere asociat momentelor de eșantionare induse $t'_{k+1}(k) = t_{k+1} + l\overline{T}_{n+k,k}$, $\forall k \geqslant 0$, $l \in [0, n-1]$, $\overline{T}_{n+k}$, k fiind intervalul de eșantionare mediu pe intervalul de modelare $[t_k, t_{n+k}]$. d(k) este definit astfel

$$d(k) = \begin{cases} 1, \text{ dacă } \sigma=0 \text{ (deoarece sistemul este strict propriu)} \\ \min\left\{ z: z \text{ întreg}, z \geqslant 2, \sum_{i=0}^{z} T_{n+k-i} \geqslant \sigma \right\}, \text{ dacă } \sigma > 0. \end{cases}$$

Ideea eşantionării adaptive a fost aplicată unor algoritmi de tipul

$$\hat{\theta}(k)=\hat{\theta}(k-1)+\frac{F(k)\varnothing(k-d)[y^F(k)-\hat{\theta}^T(k-1)\varnothing(k-d)]}{c(k)+\varnothing^T(k-d)F(k)\varnothing(k-d)}, \quad \hat{\theta}(0)=\hat{\theta}_0$$

$$F^{-1}(k+1)=\lambda(k)F^{-1}(k)+\frac{\lambda(k)}{c(k)}\varnothing(k-d)\varnothing^T(k-d), \quad F^{-1}(0)>0$$

unde eventual $c(k)\equiv 1$, $\lambda(k)\equiv 1$, $y^F(k)$ este semnalul obţinut prin filtrarea ieşirii $y(k)$ cu un filtru stabil $C(q^{-1})$, de grad l, iar vectorul regresorilor este dat de

$$\varnothing(k)=[u(k), u(k-1), \ldots, u(k-d-m+1), y(k), y(k-1), \ldots, y(k-\bar{n})]^T$$

cu $\bar{n}=\max(n-1, l-d)$. Comanda adaptivă este definită implicit de legea

$$\hat{\theta}^T(k)\varnothing(k)=y^{MF}(k+d)\triangleq C(q^{-1})y^M(k+d).$$

Utilizînd eşantionare adaptivă, legea de comandă devine

$$\bar{\theta}^T(k, k+d-n)\varnothing(k, k+d-n)=y^{MF}(t_{k+d})$$

unde $\varnothing(k, k+d-n)=[u(t_k), \ldots, u(t_{k-d-m+1}), y[t'_k(k+d-n)] \ldots, y[t'_{k-1}(k+d-n)]]^T$. Notaţia (i, j) se referă la al i-lea moment de eşantionare indus asociat cu al j-lea moment de eşantionare de bază.

În lucrare se discută unele aspecte legate de implementarea soluţiei propuse. De exemplu, întrucît comanda trebuie aplicată la momentele de eşantionare reale, este necesar ca $t_k=t'_k(k+d-n)$. Se indică, de asemenea, modul de iniţializare a algoritmului şi diferenţele între metoda propusă şi structurile hibride introduse de alţi autori. În final, se prezintă rezultatele obţinute în simulare pentru un sistem de ordinul doi, ilustrînd îmbunătăţirea regimului tranzitoriu de adaptare.

Lucrarea 14.4/C3 consideră problema detecţiei şi estimării simultane secvenţiale în cazul în care semnalele corespunzătoare la M ipoteze diferite pot fi modelate ca ieşiri a M sisteme dinamice stohastice distincte de tip Ito. În ipoteze foarte nerestrictive asupra modelelor şi structurii criteriului de optim se arată că există un set de statistici suficiente pentru problema detecţiei-estimării simultane, care pot fi calculate recursiv din ecuaţii lineare. În plus, structura detectorului şi estimatorului este complet determinată de structura criteriului. Metodologia utilizată face apel la progresele recente în filtrarea nelineară şi conducerea stohastică a sistemelor stohastice parţial observate de tip Ito.

Pentru simplitate, se consideră numai modele invariante în timp, cu observaţia scalară $y(t)$, pentru cazul detecţiei binare. Rezultatele se pot generaliza. Fie H_i, $i=0,1$, cele două ipoteze mutual exclusive şi complementare. În ipoteza H_i, datele recepţionate $y(t)$ pot fi reprezentate ca ieşire a unui sistem dinamic stohastic afectat de zgomot gaussian

$$dy(t)=h^i(x^i(t), \theta^i)dt+dv(t) \tag{6.a}$$

$$dx^i(t)=f^i(x^i(t), \theta^i)dt+g^i(x^i(t), \theta^i)dw^i(t) \tag{6.b}$$

unde θ^i este vectorul parametrilor necunoscuţi ce pot fi presupuşi fixaţi sau aleatori, $v(.)$ şi $w^i(.)$ sînt procese Wiener standard independente, de dimensiune 1 şi respectiv n_i, iar h^i, f^i, g^i, θ^i parametrizează sistemul stohastic nelinear. Vectorii θ^0 şi θ^1 pot avea elemente comune. Se constată că zgomotul de observare $v(t)$ este acelaşi în ambele ipoteze (situaţie tipică pentru aplicaţiile radar). Se presupune că h^i, f^i, g^i, $i=0,1$, sînt astfel încît garantează existenţa şi unicitatea funcţiilor de distribuţie de probabilitate pentru $y(.)$ în ambele ipoteze. Fie $p^i_y(\cdot, t|\theta^i)$ den-

sitatea de probabilitate a lui y(t) în ipoteza H_i cînd parametrii au valoarea θ^i. Conform abordării bayesiene, se presupun cunoscute densitățile a priori $p^i(.,0)$ ale vectorului θ^i și densitățile $p_y^i(.,0)$ pentru $x^i(0)$, care sînt independente de θ^i.

Fie $\{y^t = y(s), s \leq t\}$ traiectoria observată a ieșirii pînă la momentul t. Fiind dat y^t se dorește să se proiecteze un „procesor" recursiv care la momentul t să selecteze optimal ipoteza adevărată H_0 sau H_1 și, simultan, estimațiile optimale pentru θ^0 sau θ^1. Criteriile de optim sînt de forma

$$J_f = E\{\int_0^T C(\gamma, \hat\theta^0, \hat\theta^1, x)dt\}, \quad J_d = E\{\int_0^\infty C(\gamma, \hat\theta^0, \hat\theta^1, x)e^{-\alpha t} dt\}$$

cu $C(\gamma, \hat\theta^0, \hat\theta^1, x) = \lambda_e[c_0(\hat\theta^0(t), \theta^0)X\{t, \gamma(t)=0\} + c_1(\hat\theta^1(t), \theta^1)X\{t, \gamma(t)=1\}] + \lambda_d k(\gamma(t), i)$
unde $c_i(\hat\theta^i(t), \theta^i)$ este penalizarea pentru „estimarea" lui θ^i prin $\hat\theta^i$ la momentul t, $\gamma(t)$ este decizia la t că este adevărată H_0 sau H_1, $k(\gamma(t), i)$, $i=0,1$, este penalizarea cînd ipoteza adevărată este H_i și se decide $\gamma(t)$ la momentul t, λ_e și λ_d sînt ponderi, α este un coeficient de „uitare", iar funcțiile caracteristice X sînt introduse pentru ca penalizarea estimării să se aplice numai cînd este utilizat estimatorul (de exemplu, pentru θ^0 numai cînd $\gamma(t)=0$).

Problema se poate reformula ca o problemă de conducere stohastică a unui sistem parțial observat. Comenzile admisibile sînt $\gamma : R \to \{0, 1\}$, $\hat\theta^i : R \to \theta^i$, $i=1, 2$, unde toate funcțiile sînt neanticipative în raport cu y, adică măsurabile în raport cu σ-algebra observațiilor. Dinamica sistemului conține componente continue, reprezentate de ecuațiile pentru $x^i(t)$, $i=0, 1$, din (6.b) și $d\theta^i(t)=0$, $i=0,1$, cît și o (componentă discretă z(t), care poate lua numai două valori — 0 sau 1 — și este constantă. Observațiile sînt date de

$$dy(t) = [1-z(t)]h^0(x^0(t), \theta^0)dt + z(t)h^1(x^1(t), \theta^1)dt + dv(t).$$

În lucrare se arată existența „comenzilor" optimale γ, $\hat\theta^0$, $\hat\theta^1$ pentru problema de conducere stohastică corespunzătoare. De asemenea, se afirmă că valorile optimale γ, $\hat\theta^0$, $\hat\theta^1$ depind numai de densitățile de probabilitate condiționată $u^i(x, t)$, $i=0,1$, ale lui x(t), fiind dat y^t, cînd este adevărată ipoteza H_i, $i=0,1$, unde $x(t) \triangleq [x^0(t), x^1(t), \theta^0(t), \theta^1(t), z(t)]^T$. $u^i(.,.)$ satisface ecuația lui Zakai, care datorită structurii diagonale a generatorului infinitezimal și a degenerării sistemului dinamic (căci $d\theta^i(t)=0$, $i=0, 1$), se poate scrie decuplat, în forma

$$du^i = L_i^* u^i dt + dy(t)h^i u^i, \quad i=0, 1. \tag{7}$$

Densitățile de probabilitate u^0 și u^1 pot fi interpretate ca statistici suficiente pentru problema originală și nu depind de structura criteriului de optim. Structura de bază a procesului optimal, ilustrată în fig. 1, constă din două „filtre" în paralel, cîte unul pentru fiecare ipoteză, conduse de observații și avînd ca ieșire u^0 și, respectiv, u^1, un estimator și un detector cuplate. Estimatorul, detectorul și cuplajul lor depind de structura criteriului. Se afirmă că dependența explicită a lui γ, $\hat\theta^0$, $\hat\theta^1$ de u^0 și u^1 poate fi determinată prin rezolvarea unei inegalități variaționale în spațiul soluțiilor lui (7). Procesorul optimal poate fi realizat practic prin rezolvarea numerică a acestei inegalități și implementarea algoritmului rezultat pe multiprocesoare dedicate VLSI. Soluțiile propuse deschid noi perspective operaționale în domeniul aplicațiilor radar.

Lucrarea 14.4/C4 prezintă o strategie de comandă adaptivă duală pentru interceptarea unei ținte în mișcare, în prezența unei ținte false, în mediu stohastic. Interceptorul (proiectil teleghidat sau torpilă) trebuie să decidă în timp real care este ținta adevărată dispunînd, la intervale discrete de timp, de măsurări perturbate ale unor caracteristici ale țintelor. Decizia se ia în etapa finală de conducere a interceptorului. Avem așadar o problemă nelineară de luare a deciziei

şi conducree stohastică cu incertitudini de tip continuu şi discret. Comanda interceptorului trebuie utilizată atît pentru culegerea informaţiilor despre traiectoria ţintei adevărate (pentru reducerea erorilor de măsurare inerţială viitoare şi intensificarea diferenţelor între caracteristicile observate ţintă/ţintă falsă), cît şi pentru optimizarea ghidării spre ţintă.

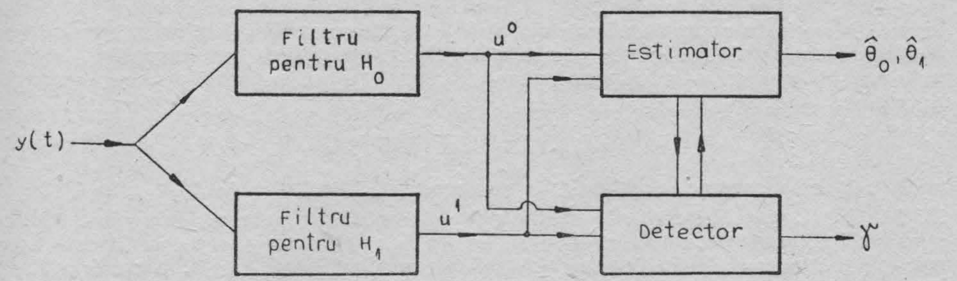


Fig. 1. Structura generală a procesorului optimal pentru detecţie şi estimare simultană.

Ecuaţiile de stare şi ieşire corespunzătoare celor două ţinte şi interceptorului sînt

$$\left.\begin{aligned} x_l(k+1) &= A_l x_l(k) + G_l w_l(k), && k=0, 1, \ldots \\ z_l(k) &= H_l x_l(k) + v_l(k), && k=1, 2, \ldots \end{aligned}\right\} l=1, 2$$
$$\begin{aligned} x_I(k+1) &= A_I x_I(k) + Bu(k) + G_I w_I(k), && k=0, 1, \ldots \\ z_I(k) &= H_I x_I(k) + v_I(k), && k=1, 2, \ldots \end{aligned} \tag{8}$$

unde $w_l(k)$, $v_l(k)$, $l=1, 2$, $w_I(k)$ şi $v_I(k)$ sînt zgomote albe gaussiene cu medii nule şi covarianţe cunoscute. Ecuaţia măsurării caracteristicii (presupusă scalară) este de forma

$$\beta_l(k) = f[\varnothing_l, x_l(k), x_I(k)] + \alpha_l(k), \quad l=1, 2, \quad k=1, 2, \ldots \tag{9}$$

unde $\varnothing_l$ este caracteristica adevărată (de exemplu, lungimea ţintei), $\beta_l(k)$ este caracteristica observată (lungimea ţintei „văzută" de interceptor), iar $\alpha_l(k)$ este un zgomot alb gaussian, independent de stare, cu medie nulă şi dispersie dată. Toate şirurile de zgomote sînt presupuse mutual independente.

Criteriul de optim care trebuie minimizat la momentul k este

$$J(k) = E\{C(k)\} = E\left\{\left[\sum_{i=k}^{N-1} u^T(i)R(i)u(i) + g^T[x_\theta(N), x_I(N),]Qg[x_\theta(N), x(N)] \,|\, Z^k, \beta^k, U^{k-1}\right]\right\}$$

cu restricţiile $|u_j(i)| \leqslant u^{max}(i)$, $\forall j$, $\forall i \geqslant k$, $\tau_I(i+1) \leqslant \tau_I^{max}$, $\forall i \geqslant k$,

unde N este momentul necunoscut al intercepţiei, R(i) şi Q sînt matrici de ponderare date ale comenzii şi, respectiv, a abaterii finale, $g[x_\theta(N), x_I(N)]$ este o funcţie vectorială ale cărei componente sînt diferenţele de poziţie între stările $x_\theta(N)$ şi $x_I(N)$, $\theta=j$, $j=1, 2$, reprezintă evenimentul că j este ţinta adevărată, $\tau_I(i)$, funcţie de $x_I(i)$, este viteza interceptorului la momentul i, $u^{max}(i)$, τ_I^{max} sînt limite impuse efortului de comandă la i şi, respectiv, vitezei, iar $Z^k = z_l(i)$, $z_I(i)$: $l=1,2$; $i=1, \ldots, k$, $\beta^k = \{\beta_l(i): l=1, 2; i=1, \ldots, k\}$ şi $U^k = \{u(i): i=0, 1, \ldots, k\}$.

Considerînd comanda admisibilă funcție de Z^k, β^k și de descrierea statistică a observațiilor viitoare, strategia de comandă optimală rezultă din ecuația programării dinamice stohastice, dedusă din principiul optimalității

$$J^*(k) = \min_{u(k)} E\{ u^T(k)R(k)u(k) + J^*(k+1) \mid Z^k, \theta^k, U^k \}$$

cu restricțiile asociate, unde $J^*(k+1)$ este valoarea optimală pe orizontul $[k+1, N]$, iar media se ia în raport cu toate variabilele aleatoare viitoare. Întrucît nu sînt disponibile distribuțiile pe întreg intervalul $[0, N]$, soluția exactă este imposibil de obținut. Autorii propun o soluție aproximativă, în care comanda viitoare se consideră de forma

$$u(i) = \pi(i)u_1(i) + [1 - \pi(i)]u_2(i) \tag{10}$$

unde $u_j(i)$ este comanda optimală la momentul i, fiind dat $\theta = j$ și $\pi(i) = P\{\theta = 1 \mid Z^i, \beta^i, U^{i-1}\}$, iar $J^*(k+1)$ este aproximat prin minimul pe mulțimea parametrilor structurii de comandă de la k+1 la N, notată $L(k+1)$, dintr-o expresie în care apar $\pi(k+1)$ și medii ale lui $C(k+1)$ condiționate de Z^{k+1}, β^{k+1}, L^{k+1}, U^k, și θ. $\pi(K+1)$ se poate evalua cu regula lui Bayes. Interpretînd $\pi(k+1)$ ca o „statistică suficientă aproximativ" pentru $z(k+1)$ și $\beta(k+1)$, se obține o expresie pentru $E\{J^*(k+1) \mid Z^k, \beta^k, U^k\}$ în care intervine densitatea de probabilitate „preposterioară" a lui $\pi(k+1)$, $p[\pi(k+1) \mid Z^k, \beta^k, U^k]$; aceasta poate fi aproximată prin $\pi(k)\delta[\pi(k+1) - \pi_1(k+1)] + [1 - \pi(k)]\delta[\pi(k+1) - \pi_2(k+1)]$, unde $\pi_m(k+1)$, m=1, 2, se obțin prin egalarea momentelor de ordinul întîi și doi ale densității respective și ale aproximației. Comanda optimală a interceptorului pentru traiectoria mj, $u_1(k+1)$, unde $\theta = j$, $\pi(k+1) = \pi_m(k+1)$, m=1, 2, considerînd că ținta are indicele 1, se obține ca soluție a unei probleme linear pătratice gaussiene pe orizontul $[k+1, N(k)]$, $N(k)$ fiind numărul minim de intervale în care este interceptată oricare dintre ținte (presupus același). Comanda rezultată este ajustată pentru a se asigura limitele de amplitudine și de viteză. Pentru determinarea comenzii se utilizează formula (10), unde $\pi(i)$ este considerat probabilitate posterioară. Evaluarea lui $\pi(i)$ implică valorile viitoare ale ieșirilor z_l, β_l, l=1, 2, și z_l, valori care se estimează utilizînd modelele (8) și (9) (din care se elimină zgomotele).

În lucrare se dă un exemplu în care mișcarea are loc în plan. Rezultatele simulărilor efectuate ilustrează eficacitatea soluției propuse, Se constată că traiectoria de comandă este influențată de caracteristicile țintelor și că ponderea mai puternică a stării finale în criteriu reduce intervalul de timp pînă la luarea deciziei.

Lucrarea 14.4/C5 studiază sistemele bilineare conduse de zgomot alb gaussian, utilizînd dezvoltarea funcțională ortogonală a lui Wiener. Sînt deduse analitic nucleele Wiener și sînt discutate proprietățile lor structurale în legătură cu ecuația diferențială care guvernează sistemul bilinear. Această cunoaștere teoretică facilitează aplicarea metodei identificării neparametrice, care estimează experimental nucleele prin măsurarea intercorelației mutuale intrare-ieșire, ca și în cazul sistemelor lineare. Se prezintă de asemenea un alt tip de aplicații, orientate spre proiectare, și anume, evaluarea mediei pătratice a răspunsului sistemelor excitate aleator. Acest lucru este posibil datorită unei relații Parseval, justificată prin natura Fourier a dezvoltării Wiener.

Sistemul bilinear (BL) este descris de relația

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Dx(t)w(t) + bw(t), \quad y(t) = cx(t) \tag{11}$$

unde $w(t)$ este zgomot alb gaussian, A, D, b și c sînt matrici constante de tip mxm, mxm, mx1 și respectiv 1xm. Se presupune că BL este cauzal, stabil și în regim staționar, adică $\overline{x^2} = \text{constant} < \infty$, $\forall t$, unde simbolul „—" indică media în

timp. În aceste condiții, x(t) poate fi exprimat ca dezvoltare Wiener (sau, echivalent, ca reprezentare în serie funcțională Fourier-Hermite)

$$x(t)=\lim_{N\to\infty}\sum_{n=0}^{N}\int_0^\infty d\tau_1\ldots\int_0^\infty d\tau_n h_n(\tau_1,\ldots,\tau_n)H_n[w(t-\tau_1)\ldots,w(t-\tau_n)]$$

unde H_n este un polinom Hermite în n nedeterminate, iar h_n este nucleul Wiener simetric. Termenii dezvoltării sînt mutual ortogonali sub operația medierii în timp. Notînd $Q=A+pD^2$, unde p este o constantă corespunzînd densității spectrale a lui w(t), $\overline{w(t)w(t-\cdot)}=p\delta(\cdot)$, $\delta(\cdot)$ funcția Dirac, $\delta_{-1}(\cdot)$ funcția treaptă unitate, nucleele Wiener sînt

$$h_n(\tau_1,\ldots,\tau_n)=\frac{n_1!\cdots n_q!}{n!}ce^{Q\tau_1'}De^{Q(\tau_2'-\tau_1')}\ldots De^{Q(\tau_n'-\tau_{n-1}')}[I-pDQ^{-1}D]b\delta_{-1}(\tau_1'),$$

$n\geqslant 1$ și $h_0=-pcQ^{-1}Db$, unde $\{\tau_1',\ldots,\tau_n'\}$ este o rearanjare a lui $\{\tau_1,\ldots,\tau_n\}$ astfel încît $\tau_n'\geqslant\ldots\geqslant\tau_1'\geqslant 0$, iar n_i, $i=1, q$, sînt astfel încît n_i nuclee și numai n_i au o anumită valoare și $n_1+\ldots+n_q=n$. De aici se obține următorul rezultat.

Teorema 2. Dacă există o matrice u de tip mx1 astfel încît D=uc, atunci

$$h_n(\tau_1,\ldots,\tau_n)=\frac{n_1!\cdots n_q!}{n!}f(\tau_1')f(\tau_2'-\tau_1')\ldots f(\tau_{n-1}'-\tau_{n-2}')h_1(\tau_n'-\tau_{n-1}'),\quad n\geqslant 1$$

unde $f(\tau)=ce^{Q\tau}u\delta_{-1}(\tau)$ și $h_1(\tau)=ce^{Q\tau}[I-pDQ^{-1}D]b\delta_{-1}(\tau)$, iar h_0 este dat mai sus.

Acest rezultat de *factorizare scalară* a nucleelor este remarcabil datorită faptului că se aplică unei clase largi de sisteme bilineare, prezentată în lucrare.

Media patratică a răspunsului sistemului (11) condus de zgomot alb gaussian poate fi exprımată printr-o relație Parseval

$$\overline{x}^2=h_0^2+\sum_{n=1}^{\infty}I_n,\quad I_n=n!q^n\int_0^\infty d\tau_1\ldots\int_0^\infty d\tau_n h_n^2(\tau_1,\ldots,\tau_n).$$

În lucrare se demonstrează următoarele rezultate.

Teorema 4. Dacă sistemul BL îndeplinește condițiile Teoremei 2 și dacă $pg<1$,

$$\overline{x}^2=h_0^2+\frac{ph}{1-pg},\quad g=\int_0^\infty f^2(\xi)\,d\xi,\quad h=\int_0^\infty h_1^2(\xi)\,d\xi.$$

Teorema 5. Pentru sistemul BL dat de (11),

$$\overline{x}^2=h_0^2+b^T[I-pDQ^{-1}D]^TS[I-pDQ^{-1}D]b$$

unde S este o matrice astfel încît $SQ+Q^TS+pD^TSD=-pc^Tc$.

Utilizînd aceste rezultate se prezintă un exemplu de ordinul doi pentru urmărirea unei referințe avînd mișcare browniană. Totuși, exemplul ilustrează că eroarea medie patratică de urmărire utilizînd un sistem bilinear nu poate fi mai mică în acest caz decît cea corespunzătoare conducerii lineare.

Lucrarea 14.4/C6 prezintă un algoritm de identificare parametrică a proceselor stohastice lineare discrete care combină avantajele metodelor de estimare ale celor mai mici pătrate extinse (ELS) și erorii de predicție recursive (RPE) prin comutarea de la una la alta în funcție de date. Schema de estimare conține trei algoritmi, ELS, RPE și un hibrid al acestora, notat HPE. Se arată că această schemă

este global convergentă și asimptotic optimă pentru estimarea parametrilor și a stării, atît în buclă deschisă, cît și în conducerea adaptivă.

Schemele RPE au următoarele avantaje: sînt asimptotic eficiente (dacă converg), prin prealbirea zgomotului; pot exploata efectiv informația a priori despre proces; pot avea o convergență mai rapidă decît schemele ELS întrucît utilizează un spațiu al parametrilor de dimensiune mai mică. Punctul slab al metodelor RPE, așa cum sînt aplicate actualmente în conducerea adaptivă, îl constituie faptul că ele pot converge la un minim local al indicelui erorii de predicție, sau pot diverge și provoca instabilitatea sistemului închis. Pe de altă parte, în condiții rezonabile, schemele ELS pot fi ajustate pentru a fi global convergente și asimptotic optimale.

Schema de estimare triplă (TPE) propusă în lucrare utilizează la fiecare moment de timp schema cu performanța cea mai bună dintre ELS și RPE. Schema HPE organizează transferul de informație necesar comutării între ELS și RPE.

Se consideră următoarea reprezentare în inovații, controlabilă și observabilă

$$x^r_{k+1}=F(\theta^r)x^r_k+G(\theta^r)u_k+K(\theta^r)w_k,\quad x^r_k\in R^n,\quad u_k, w_k\in R$$
$$y_k=H(\theta^r)x^r_k+w_k,\quad H(\theta^r)G(\theta^r)\neq 0 \tag{12}$$

unde θ^r colectează parametrii necunoscuți ai procesului, w_k este zgomot alb cu medie nulă satisfăcînd următoarele condiții

$$E\{w_k|F^{k-1}\}=0,\quad E\{w^i_k|F^{k-1}\}\leqslant \sigma^i_w<\infty,\quad i\in\{2,4\},$$
$$\lim_{k\to\infty}\frac{1}{k}\sum_{l+1}^{k+l} w_j w_{j-1}<\infty \text{ a.s.},\quad l\geqslant 0$$

unde F^k este σ-algebra generată de $\{w_1, w_2, \ldots, w_k\}$, iar funcțiile matriciale $F(\cdot)$, $G(\cdot)$, $K(\cdot)$ și $H(\cdot)$ sînt presupuse global continue Lipschitz. Se consideră că modelul (12) este unic parametrizat, în sensul că estimația de verosimilitate maximă (eroarea de predicție minimă) a lui θ^r este unică. Totuși, nu se exclude existența unor minime locale ale funcției de verosimilitate în spațiul θ^r. Modelul (12) permite utilizarea informației a priori.

Întrucît (12) este un model în inovații, funcția de transfer $T(z)=1+H(\theta^r)[zI-F(\theta^r)]^{-1}K(\theta^r)$ este de fază minimă; pentru analiza convergenței se presupune însă mai mult, anume că $[T(z)]^{-1}-1/2$ este reală strict pozitivă (ceea ce înseamnă că zgomotul la ieșire nu poate fi „prea colorat").

Ieșirea y_k poate fi scrisă în reprezentarea ARMAX ca

$$Ay_k=q^{-1}Bu_k+Cw_k,\quad b_1\neq 0 \tag{13}$$

unde q^{-1} este operatorul de întîrziere cu un tact, $A(q^{-1})=1+a_1q^{-1}+\ldots+a_nq^{-n}$, $q^{-1}B(q^{-1})=b_1q^{-1}+\ldots+b_mq^{-m}$, $C(q^{-1})=1+c_1q^{-1}+\ldots+c_lq^{-l}$. Pentru ca (13) să fie o reprezentare în inovații se presupune că C este de fază minimă. Condiția de pozitivitate de mai sus se rescrie ca $C^{-1}(z^{-1})-1/2$ să fie reală strict pozitivă. Definind un vector al parametrilor $\theta=[-a_1,\ldots,-a_n, b_1,\ldots,b_m, c_1,\ldots,c_l]^T$, și un vector de stare (ne-minimală) $x_k=[y_{k-1},\ldots,y_{k-n}, u_{k-1},\ldots,u_{k-m}, w_{k-1},\ldots,w_{k-l}]^T$, modelul (13) poate fi exprimat ca

$$y_k=\theta^T x_k+w_k. \tag{14}$$

Algoritmul RPE pentru modelul (12) este

$$\hat\theta^r_k=\hat\theta^r_{k-1}+\gamma^r_k[R^r_k]^{-1}\psi^r_k\hat w^r_k$$

$$R^r_k=R^r_{k-1}+\gamma^r_k[\psi^r_k(\psi^r_k)^T+\delta I-R^r_{k-1}],\quad R^r_0\geqslant\delta I,\quad \delta>0$$

$$\hat x^r_{k+1}=F_k\hat x^r_k+G_ku_k+K_k\hat w^r_k,\quad \hat w^r_k=y_k-H_k\hat x^r_k$$

unde $F_k=F(\hat{\theta}_k)$ etc., mărimea pasului γ_k^r este aleasă tipic astfel încît $\gamma_k^r > k^{-1}$ inițial și $\gamma_k \rightarrow k^{-1}$ cînd $k \rightarrow \infty$, iar ψ_k^r este o măsură de sensibilitate a erorii de predicție $\hat{w}_k^r$, care poate fi calculată recursiv. Acest algoritm necesită proiectarea lui $\hat{\theta}_k^r$ într-o regiune de stabilitate dacă estimatorul, „înghețat" la momentul k, nu este asimptotic stabil.

Algoritmul ELS pentru modelul (13)—(14) este

$$\hat{\theta}_k=\hat{\theta}_{k-1}+\gamma_k P_k \hat{x}_k (y_k-\hat{y}_{k/k-1}), \quad \hat{y}_{k/k-1}=\hat{\theta}_{k-1}^T \hat{x}_k$$

$$P_k=P_{k-1}-\frac{P_{k-1}\hat{x}_k\hat{x}_k^T P_{k-1}}{1+\gamma_k \hat{x}_k^T P_{k-1}\hat{x}_k}, \quad k>i, \quad P_i=\left[\sum_0^i \gamma_k \hat{x}_k \hat{x}_k^T\right]^{-1}$$

$$\hat{x}_k^T=[y_{k-1},\ldots,y_{k-n},u_{k-1},\ldots,u_{k-m},\hat{w}_{k-1},\ldots,\hat{w}_{k-l}], \quad \hat{w}_k=y_k-\hat{\theta}_k^T \hat{x}_k$$

unde i este ales suficient de mare astfel încît să existe P_i și γ_k este funcție de o anumită măsură de stabilitate $\hat{x}_k^T P_k \hat{x}_k$ și de un parametru mic dat $\varepsilon > 0$ astfel încît să asigure convergența globală a algoritmului. În general în practică selecția $\gamma_k=1$ asigură o comportare bună.

Ideea lucrării este de a urmări erorile medii pătratice de predicție furnizate de algoritmii RPE și ELS și de a reinițializa RPE utilizînd informația de la ELS,

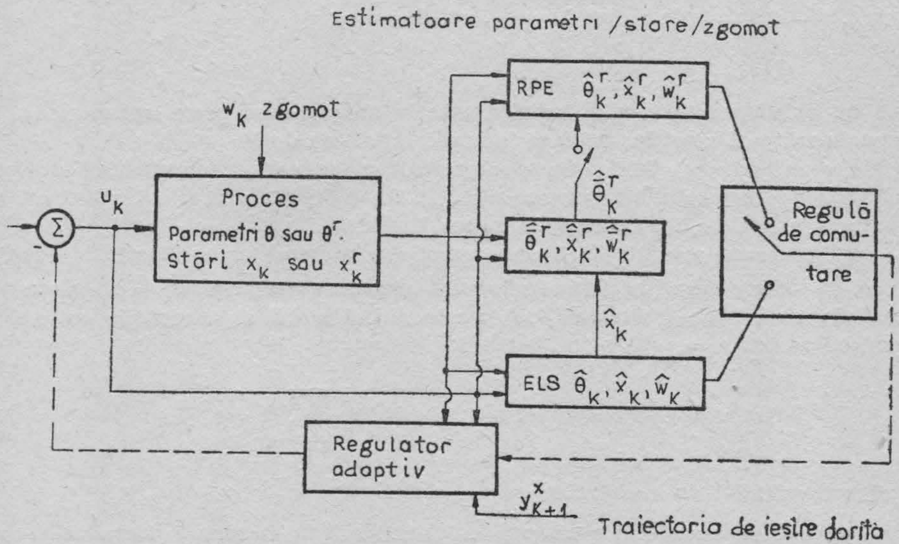


Fig. 2. Structura schemei de estimare triplă.

dacă algoritmul RPE are performanță inferioară. Întrucît trecerea de la spațiul θ la spațiul θ^r, deci de la reprezentarea ARMAX la reprezentarea de stare, este o problemă delicată se propune utilizarea unei scheme hibride RPE/ELS.

Algoritmul HPE, furnizînd estimația $\hat{\bar{\theta}}_k^r$ a lui θ^r, se obține marcînd cu simbolul

„—" toate mărimile din algoritmul RPE (mai puţin u_k şi y_k) şi înlocuind relaţia pentru $\hat{w}_k^r$ cu $\bar{\hat{w}}_k^r = y_k - \theta^T(\bar{\hat{\theta}}_{k-1}^r)\hat{x}_k$. Vectorul $\bar{\psi}_k^r$ este calculat ca

$$\bar{\psi}_k^r = -\left.\frac{\partial \bar{\hat{w}}_k^r[\bar{\hat{\theta}}_1^r\, \bar{\hat{\theta}}_2^r \cdots \bar{\hat{\theta}}_{k-2}^r \theta^r}{\partial \theta^r}\right|_{\theta^r = \bar{\hat{\theta}}_{k-1}^r} = \left.\frac{\partial \theta^T(\theta^r)}{\partial \theta^r}\right|_{\theta^r = \bar{\hat{\theta}}_{k-1}^r} \hat{x}_k$$

Algoritmul poate fi implementat simpul căci polinoamele $A(\theta^r)$, $B(\theta^r)$, $C(\theta^r)$ şi deci funcţia $\theta(\theta^r)$ sînt uşor de determinat. De asemenea, HPE nu are dezavantajele algoritmului RPE şi este cel puţin la fel de rapid convergent ca şi ELS.

Structura de estimare triplă propusă este reprezentată în fig. 2. Cei trei algoritmi RPE, ELS şi HPE funcţionează în paralel. La fiecare moment k se alege cea mai „bună" estimaţie dintre RPE şi ELS, în sensul erorii medii patratice de predicţie minime. Fie $\sigma_k = \sum_{i=0}^{k} (\hat{w}_i^r)^2 / \sum_{i=0}^{k} (\hat{w}_i)^2$; dacă $\sigma_k > 1$, atunci estimaţia mai bună este dată de ELS şi se reiniţializează RPE cu $\hat{\theta}_k^r = \bar{\hat{\theta}}_k^t$ şi $\hat{x}_k^r = \bar{\hat{x}}_k^r$. Asimptotic, TPE trebuie să fie la fel de rapidă ca şi schema RPE.

Estimaţiile parametrilor şi stării pot fi utilizate de regulatoare adaptive asigurînd dispersie minimă (în cazul proceselor de fază minimă) şi de regulatoare adaptive lineare pătratice gaussiene optimale sau cu alocarea polilor. Teoria convergenţei globale este similară în toate aceste cazuri. Pentru regulatoarele de dispersie minimă, comanda se determină din condiţia ca ieşirea prezisă a procesului y_{k+1} să egaleze ieşirea dorită, y_{k+1}^*, adică

$$\hat{\theta}_k^T \hat{x}_{k+1}(u_k) = y_{k+1}^* \quad \text{(ELS)} \qquad H_k(F_k \hat{x}_k^r + G_k u_k) = y_{k+1}^* \quad \text{(RPE)}.$$

Dacă nu există soluţie sau u_k rezultă excesiv de mare, se poate aplica $u_k = u_{k-1}$. (Se poate arăta că acest lucru nu se întîmplă infinit de des.)

În cazul schemei TPE valoarea comenzii u_k se calculează utilizînd cea mai bună estimaţie disponibilă la momentul k (ELS sau RPE). În practică, pot fi evitate comutările prea dese, iar salturile în u_k pot fi netezite.

În lucrare se prezintă fără demonstraţie o teoremă care afirmă, în condiţii uzuale, că toate estimaţiile parametrilor sînt global convergente, $\bar{\hat{x}}_i^r \to x_i^r$ (în medie patratică), cînd $i \to \infty$, sistemul închis este global stabil şi asimptotic optimal în sensul că pentru $\tilde{y}_i^* = \hat{y}_{k/k-1} - j_k^*$

$$\lim_{k\to\infty} \sum_{i=0}^{k} i^{-\varepsilon} \left\| \tilde{y}_i^* - w_i \right\|^2 < \infty \ \text{a. s.}, \quad \lim_{k\to\infty} \frac{1}{k} \sum_{1}^{k} \left\| x_i^r - \hat{x}_i^r \right\|^2 = 0 \ \text{a. s.}$$

Conducere adaptivă cu model etalon

Lucrările prezentate în *secţiunea 14.4/D* tratează unele aspecte teoretice şi aplicative referitoare la conducerea adaptivă cu model etalon (ME). Tematica dezbătută include: consideraţii privind proiectarea regulatoarelor adaptive monovariabile discrete (lucrarea [14.4/D1]; conducerea adaptivă directă a sistemelor multivariabile, utilizînd o tehnică de alocare a polilor [14.4/D2]; generalizarea unor algoritmi adaptivi pentru o clasă de sisteme continue [14.4/D3]; conducerea adaptivă multivariabilă discretă [14.4/D4]; o nouă soluţie, flexibilă şi simplă, bazată pe o tehnică de tip Liapunov, pentru conducerea adaptivă a unei clase de sisteme monovariabile continue [14.4/D5]; conducerea adaptivă „vagă" cu ME proporţional-integral [14.4/D6].

Lucrarea 14.4/D1 utilizează o tehnică de analiză, bazată pe *linearizare*, a unui regulator adaptiv nelinear pentru a justifica nişte indicaţii de proiectare a acestor regulatoare, permiţînd evitarea unor probleme asociate conducerii adaptive în prezenţa dinamicii nemodelate de înaltă frecvenţă. Numeroşi algoritmi de conducere adaptivă furnizează regulatoare global asimptotic stabile în condiţii stringente impuse procesului, care nu pot fi satisfăcute în practică deoarece toate procesele conţin componente de înaltă frecvenţă nemodelate. În consecinţă, implementarea directă a algoritmilor publicaţi poate conduce la rezultate dezastruoase. Autorii ilustrează acest lucru utilizînd varianta directă a unui algoritm de proiecţie propus de Goodwin şi colaboratorii în 1980.

Procesul şi modelul etalon sînt descrise de relaţiile

$$y(t)=\frac{g_p q^{-d}pB}{A}[u(t)],\quad y_M(t)=\frac{g_M q^{-d}B_M}{A_M}[r(t)]$$

unde semnificaţia indicilor este evidentă, iar A, B, A_M, B_M sînt polinoame în operatorul q^{-1}, A_M fiind de gradul n şi B_M de gradul m. Comanda furnizată de regulatorul adaptiv este

$$u(t)=k^T(t)w(t)$$

unde $w(t)=[y_M(t+d),\ u(t-1),\ \ldots,\ u(t-n+1),\ y(t),\ \ldots,\ y(t-n+1)]^T$ şi legea de ajustare a parametrilor este

$$k(t)=k_0-\frac{\gamma}{1-q^{-d}}\ \frac{w_d(t)\,e(t)}{1+w_d^T(t)\,w_d(t)}$$

unde $e(t)=y(t)-y_M(t)$, $w_d(t)=w(t-d)$ şi γ se alege astfel încît $\gamma g_p<2$, pentru asigurarea stabilităţii globale. De notat totuşi că algoritmul prezentat diferă de cel propus de Goodwin şi colaboratorii prin introducerea vectorului k_0 şi prin numărul de regresori ai lui u în w(t). Scriind ecuaţia erorii şi linearizînd-o în jurul unei mulţimi de parametri nominali, marcaţi cu simbolul „*" ($w(t)=w^*(t)+\delta w(t)$, $k(t)=k^*+\delta k(t)$, cu abaterile $\delta w(t)$ şi $\delta k(t)$ presupune mici, se obţine un sistem linear a cărui comportare în vecinătatea punctului de funcţionare nominal poate fi analizată cu tehnicile cunoscute, în speţă utilizînd metoda locului rădăcinilor. Dacă $d_p=d$ şi dacă nu există dinamică nemodelată, analiza de stabilitate locală conduce la aceeaşi condiţie ca în demonstraţia stabilităţii globale, iar valoarea recomandată pentru factorul de amplificare γ este $\gamma=1/g_p$. Autorii arată însă că în prezenţa dinamicii nemodelate, această amplificare este prea mare şi poate conduce la instabilitate. Pentru a ilustra acest lucru se consideră un proces continuu de ordinul întîi, cu o dinamică nemodelată (un filtru) de ordinul doi. Sistemul (în ansamblu) este discretizat şi se analizează comportarea lui cînd este condus cu un regulator adaptiv proiectat în ipoteza $d_p=d$ şi $n=1$. Din analiza făcută se desprind următoarele indicaţii de proiectare:

1) Pentru a menţine stabilitatea în prezenţa dinamicii nemodelate, este necesar ca factorul de amplificare adaptiv γ al sistemului să fie păstrat mic şi ca adaptarea să se facă lent.

2) Bucla de reglare nominală să fie proiectată astfel încît să fie robustă şi să poată fi realizată urmărirea aproximativă a modelului chiar în prezenţa dinamicii nemodelate.

3) Viteza de eşantionare a sistemului să fie destul de lentă pentru a se îndepărta efectele dinamicii nemodelate.

Trebuie menţionat însă că sistemul obţinut prin discretizare nu era de fază minimă şi acest lucru ar putea justifica pierderea pozitivităţii. Utilizînd o perioadă de eşantionare suficient de mică acest fapt nu se mai produce.

Lucrarea 14.4/D2 consideră conducerea adaptivă directă a sistemelor strict proprii, de fază minimă, multivariabile discrete, care nu sînt decuplabile prin reacţie de stare. Proiectarea sistemului adaptiv se bazează pe alocarea polilor. Se utilizează o nouă parametrizare a modelelor sistemului linear, avînd avantajul că nu necesită cunoaşterea a priori a formei Hermite a matricei de transfer a procesului şi nici a ordinelor zerourilor infinite ale acesteia. Se cere totuşi cunoaşterea ordinului maxim al zerourilor infinite şi a gradelor unor polinoame.

Se consideră un sistem multivariabil linear discret invariant

$$y(t)=T(q)u(t)=B(q^{-1})A^{-1}(q^{-1})u(t) \qquad (1)$$

unde T(q) este matrice de transfer patrată, de rang complet, de fază minimă şi strict proprie, avînd factorizarea coprimă la dreapta $B(.)A^{-1}(.)$, unde $A(q^{-1})$ şi $B(q^{-1})$ sînt matrici polinomiale. În aceste condiţii se arată că $B(q^{-1})=H(q^{-1})B_0\bar{B}(q^{-1})$, unde $H(q^{-1})$ este forma Hermite a lui $B(q^{-1})$ exprimată ca matrice polinomială în q^{-1}, B_0 este o matrice nesingulară, iar $\bar{B}(q^{-1})=I+\bar{B}_1q^{-1}+\ldots+\bar{B}_kq^{-k}$ este o matrice nesingulară stabilă bicauzală, adică $\det(\lim_{z\to\infty}\bar{B}(z))\neq 0$. În plus, $q^{-d_1}H^{-1}(q^{-1})$ este proprie dacă şi numai dacă $d_1\geqslant d$, cu d cel mai mare ordin al zerourilor infinite ale lui T(s). Cu această parametrizare, se poate aplica metodologia de lucru utilizată în cazul monovariabil.

Se consideră legea de comandă liniară din fig. 3, unde $S(q^{-1})$ şi $R(q^{-1})$ sînt matrici polinomiale, $S(q^{-1})$ este bicauzală, şi

$$S(q^{-1})u(t)=-R(q^{-1})y(t)+P(q^{-1})A_m^{-1}(q^{-1})B_m(q^{-1})u_m(t) \qquad (2)$$

astfel încît rezultă sistemul în buclă închisă

$$y(t)=B(q^{-1})[S(q^{-1})A(q^{-1})+R(q^{-1})B(q^{-1})]^{-1}P(q^{-1})A_m^{-1}(q^{-1})B_m(q^{-1})u_m(t). \qquad (3)$$

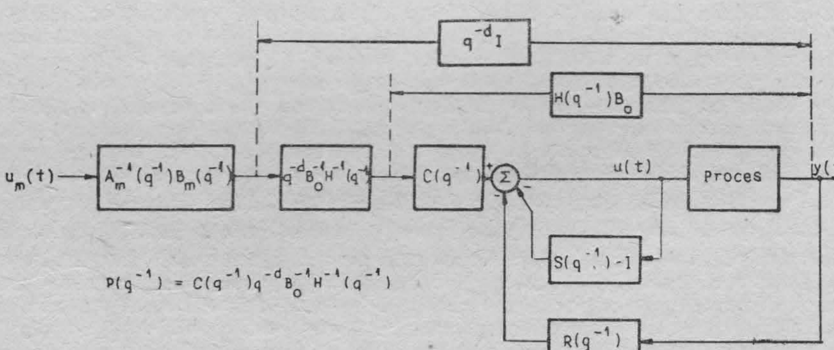


Fig. 3. Structura sistemului de conducere adaptivă cu model etalon.

Fie $C(q^{-1})=I+C_1q^{-1}+\ldots+C_kq^{-k}$ nesingulară. Se arată că atunci există matricile polinomiale $R(q^{-1})$ şi $S(q^{-1})$ astfel încît să fie satisfăcută ecuaţia

$$C(q^{-1})\bar{B}(q^{-1})=S(q^{-1})A(q^{-1})+R(q^{-1})B(q^{-1}) \qquad (4.a)$$

unde $S(q^{-1})=I+q^{-1}S^*(q^{-1})$, iar matricea precompensatorului

$$P(q^{-1})=q^{-d}C(q^{-1})B_0^{-1}H^{-1}(q^{-1}) \qquad (4.b)$$

este proprie. Înlocuind ecuaţiile compensatorului (4.a) şi (4.b) în (3) şi simplificînd factorii $\bar{B}(^{-1})$ şi $C(q^{-1})$ (care sînt stabili şi invertibili) se obţine pentru sistemul

în buclă închisă relația $y(t)=q^{-d}A_m^{-1}(q^{-1})B_m(q^{-1})u_m(t)$. Așadar, în cazul linear este posibilă urmărirea, cu o întîrziere de d tacte, a unui model etalon oarecare cu matricea de transfer proprie $A_m^{-1}(q^{-1})B_m(q^{-1})$. Polii și zerourile sistemului închis sînt respectiv polii și zerourile modelului etalon.

Din (2) rezultă că legea de comandă se poate pune și sub forma

$$u(t-d)=-S^*(q^{-1})u(t-d-1)-R(q^{-1})y(t-d)+P(q^{-1})y(t) \triangleq \theta\varnothing(t)$$

$$\text{unde } \theta=[-S_0^*, -S_1^*, \dots -S_{n_S}^*, -R_0, -R_1, \dots, -R_{n_R}, P_0, P_1, \dots, P_{n_P}]$$

$$\varnothing^T(t)=[u^T(t-d-1), \dots, u^T(t-d-n_S-1), y^T(t-d), \dots,$$

$$y^T(t-d-n_R), y^T(t), \dots, y^T(t-n_P)].$$

În cazul parametrilor necunoscuți, legea de comandă se estimează direct din date. Ipotezele necesare sînt următoarele

— se cunoaște ordinul maxim d al zerourilor infinite ale matricii de transfer a procesului;

— se cunosc margini superioare pentru ordinele matricilor polinomiale $A(q^{-1})$ și $B(q^{-1})$;

— procesul este de fază minimă.

Algoritmul de conducere adaptivă propus este

$$\hat\theta(t)=\hat\theta(t-1)+\frac{\varepsilon(t)\varnothing^T(t)F(t-1)}{1+\varnothing^T(t)F(t-1)\varnothing(t)}, \quad \varepsilon(t)=u(t-d)-\bar\theta(t-1)\varnothing(t)$$

$$F^{-1}(t)=\lambda_1(t)F^{-1}(t-1)+\lambda_2(t)\varnothing(t)\varnothing^T(t), \quad F(0)>0$$

$$0<\lambda_1(t)\leqslant 1, \quad 0\leqslant \lambda_{2(t)}\leqslant \lambda_2<2, \quad \forall t$$

unde $\bar\theta(t)$ corespunde lui θ, considerînd matricile polinomiale S(.), R(.), P(.) variante în timp.

În lucrare nu se demonstrează convergența algoritmului, ci aceasta se studiază în simulare, presupunînd un proces cu matricea de transfer

$$T(q^{-1})=\frac{1}{1+2q^{-1}+q^{-2}}\begin{bmatrix} -2q^{-2}+q^{-3}+2q^{-4} & 2q^{-1}+q^{-4} \\ -3q^{-3} & 3q^{-2} \end{bmatrix}$$

Comportarea algoritmului este similară aceleia a unui algoritm propus anterior, care necesită cunoașterea exactă a întregii structuri la infinit a matricei de transfer.

Lucrarea 14.4/D3 prezintă cîțiva algoritmi noi pentru o clasă de sisteme de conducere cu model etalon care includ drept cazuri speciale legile adaptive utilizate curent. În ipoteze standard, fiecare algoritm asigură stabilitatea, sau stabilitatea asimptotică. Deși convergența nu este demonstrată matematic, rezultatele obținute în simulare arată eficacitatea algoritmilor atît în mediu deterministic, cît și în mediu stohastic.

Procesul condus este descris de

$$A(p)y(t)=bB(p)u(t)$$

unde A(p) și B(p) sînt polinoame de ordinul n, respectiv m, în operatorul de derivare p. Modelul etalon este descris de

$$A_m(p)y_m(t)=B_m(p)r(t)$$

unde polinoamele $A_m(\cdot)$ şi $B_m(\cdot)$ au gradele n, respectiv q. Se fac următoarele ipoteze:

— gradele n şi m sînt cunoscute; alternativ, se cunosc gradul relativ $n^*=n-m$ şi o margine superioară pentru n;

— semnul factorului de amplificare b este cunoscut;

— $m \geqslant q$;

— procesul este de fază minimă.

În aceste condiţii, sistemul erorii augmentate e(t) se scrie

$$\dot{e}(t)=Fe(t)+g(\theta^T(t)v(t)), \quad e_1(t)=h^Te(t)$$

unde $e(t)$, $v(t) \in R^n$, $\theta(t)=z(t)-z^*$ este vectorul erorii parametrilor, z(t) este vectorul parametrilor ajustabili, iar z^* este un vector constant necunoscut. Presupunînd că funcţia de transfer a tripletului (F, g, h) este reală strict pozitivă, atunci există o matrice P pozitiv definită ($P>0$) astfel încît

$$PF+F^TP=-Q, \quad Pg=h$$

cu $Q>0$. Se definesc

$$z(t)=z_1(t)-Gv(t)e_1(t)$$

$$\dot{z}_1(t)=-D(z_1(t)-z_2(t))-Kv(t)e_1(t)$$

$$\dot{z}_i(t)=-2z_i(t)+z_{i-1}(t)+z_{i+1}(t), \quad i=2, 3, \ldots, n-1$$

$$\dot{z}_n(t)=-z_n(t)+z_{n-1}(t)$$

unde $G \geqslant 0$, $D>0$, $K>0$, şi candidatul de funcţie Liapunov

$$V_n(t)=e^T(t)Pe(t)+(z_1(t)-z^*)^TK^{-1}(z_1(t)-z^*)+\sum_{i=2}^{n}(z_i(t)-z^*)^TR(z_i(t)-z^*)$$

cu $R>0$. Atunci,

$$\dot{V}_n(t)=-e^T(t)Qe(t)-2(e_1(t))^2v^T(t)Gv(t)-2\sum_{i=1}^{n-1}(z_i(t)-z_{i+1}(t))^TR(z_i(t)-z_{i+1}(t)),$$

deci $\dot{V}_n(t)<0$, exceptînd cazul $e(t)\equiv 0$, $z_1(t)\equiv \ldots \equiv z_n(t)$. Dacă funcţia v(t) este mărginită legea de conducere adaptivă asigură stabilitatea distemului închis. În plus, dacă v(t) satisface o anumită condiţie de „bogăţie", algoritmul este asimptotic stabil.

Algoritmul prezentat generalizează legea de conducere adaptivă PI obişnuită, corespunzătoare situaţiei în care nu se foloseşte derivata lui $z_1(t)$, iar $D=0$, $R=0$. În lucrare sînt indicaţi trei algoritmi care pot fi obţinuţi prin particularizarea algoritmului (de ordinul n) de mai sus, şi anume algoritmii de ordinul unu, doi şi trei, care utilizează derivatele primeia, a primelor două, şi respectiv a primelor trei componente ale lui z(t).

Sînt studiate în simulare două exemple, de ordinul întîi şi respectiv doi. Rezultatele indică îmbunătăţirea răspunsurilor tranzitorii chiar pentru algoritmi de ordin redus. În toate cazurile comportarea este mult mai proastă pentru $D=0$ decît pentru $D\neq 0$. De asemenea, creşterea ordinului algoritmului prin introducerea unor termeni integrali suplimentari conduce la obţinerea unor răspunsuri mai bune.

Lucrarea 14.4/D4 prezintă o metodă practică pentru proiectarea unui sistem multivariabil discret de conducere adaptivă cu model etalon. Metoda este aplicată unui proces real cu caracteristici de fază ne-minimă. Sînt luate în considerare

restricția impusă amplitudinii intrării în proces și prezența unor perturbații deterministe necunoscute. Pentru a obține o convergență rapidă și pentru a permite o proiectare flexibilă a regulatorului adaptiv se utilizează o reprezentare a procesului de tip autoregresiv (AR) cu timp mort și un algoritm de adaptare adecvat.

Se presupune că procesul multivariabil completat cu eșantionatoare și dispozitive de reținere de ordinul zero poate fi descris de modelul AR cu timp mort

$$\begin{bmatrix} \overline{A}_1(q^{-1}) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \overline{A}_m(q^{-1}) \end{bmatrix} y(k) = \begin{bmatrix} q^{-d_1}\overline{B}_{11} & \cdots & q^{-d_1}\overline{B}_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ q^{-d_m}\overline{B}_{m1} & \cdots & q^{-d_m}\overline{B}_{mm} \end{bmatrix} u(k) + w' \quad (5)$$

unde $y^T(k)=[y_1(k), \ldots, y_m(k)]$, $u^T(k)=[u_1(k), \ldots, u_m(k)]$, $w'^T=[w'_1, \ldots, w'_m]$, vectorul rezidual w' conținînd eroarea de modelare sau o perturbație constantă, d_i, $i=1, \ldots, m$, reprezintă timpul mort echivalent, $\overline{B}_{ij}$ este un scalar, iar $\overline{A}_i(q^{-1})$, $i=1, \ldots, m$, denotă polinoame scalare în operatorul de întîrziere cu un tact q^{-1}, $\overline{A}_i(q^{-1})=1-\overline{a}_i^1 q^{-1}-\ldots-\overline{a}_i^{n_i} q^{-n_i}$. Se fac următoarele ipoteze:

* n_i și d_i sînt constante cunoscute, determinate din informația a priori;

$$* \det \begin{bmatrix} \overline{B}_{11} & \cdots & \overline{B}_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ \overline{B}_{m1} & \cdots & \overline{B}_{mm} \end{bmatrix} \neq 0.$$

Ultima ipoteză implică posibilitatea decuplării modelului procesului (5) prin reacție de la stare și că acest model are un invers stabil.

Modelul (5) poate fi reprezentat și în forma

$$y_i(k+d_i)=\sum_{j=1}^{n_i} a_i^j y_i(k+1-j)+\sum_{j=1}^{d_i} b_i^j u(k+1-j)+w_i=\theta_i^T \varnothing_i(k), \quad i=1, \ldots, m$$

$$\text{unde } b_i^j=[b_{i1}^j, \ldots, b_{im}^j],\ \theta_i^T=[b_i^1, \ldots, b_i^{d_i}, a_i^1, \ldots, a_i^{n_i}, w_i].$$

$\varnothing_i^T(k)=[u^T(k), \varnothing_{io}^T(k)]$, $\varnothing_{io}^T(k)=[u^T(k-1), \ldots, u^T(k+1-d_i), y_i(k), \ldots, y_i(k+1-n_i), 1]$.
În lucrare se indică și reprezentarea corespunzătoare cazului în care perturbația nu este constantă, ci modelabilă prin $D_i(q^{-1})w'_i(k)=0$, unde $D_i(.)$ este un polinom.

Pentru a determina convergența la zero a erorii de urmărire $e_i(k)=y_i^*(k)-y_i(k)$, $i=1, \ldots, m$, unde $y^*(k)=[y_1^*(k), \ldots, y_m^*(k)]^T$ este un șir de referință mărginit cunoscut, se utilizează următorul algoritm de adaptare, similar celui prezentat în lucrarea [14.4/D2]

$$\hat{\theta}_i(k)=\hat{\theta}_i(k-1)+\frac{\varepsilon_i(k)F_i(k-1)\varnothing_i(k-d_i)}{1+\varnothing_i^T(k-d_i)F_i(k-1)\varnothing_i(k-d_i)}, \quad \varepsilon_i(k)=y_i(k)-\hat{\theta}_i^T(k-1)\varnothing_i(k-d_i)$$

$$F_i^{-1}(k)=\lambda_{1i}(k)F_i^{-1}(k-1)+\lambda_{2i}(k)\varnothing_i(k-d_i)\varnothing_i^T(k-d_i), \quad F_i(0)>0$$

unde $0<\lambda_{1i}(k)\leqslant 1$, $0\leqslant\lambda_{2i}(k)<2$, $\hat{\theta}_i^T(k)=[\hat{b}_i^1(k), \hat{\theta}_{io}^T(k)]$.

Mărimea de comandă adaptivă este calculată cu relaţia

$$u_i(k)=\begin{cases} u_{ci}(k), & \text{dacă } |u_{ci}(k)|\leqslant R_i \\ R_i \operatorname{sing}[u_{ci}(k)], & \text{dacă } |u_{ci}(k)|>R_i \end{cases}, \quad i=1,\dots,m$$

unde $R_i>0$ este valoarea maximă permisă, iar $u_c(k)=[u_{c1}(k),\dots,u_{cm}(k)]$ se determină din condiţia ca $\theta_i^T(k)\varnothing_i(k)=y^*(k+d_i)$, adică

$$u_c(k)=\hat{B}^{-1}(k)\bar{u}(k)$$

cu $\hat{B}(k)=[\hat{b}_1^{1T}(k),\dots,\hat{b}_m^{1T}(k)]^T$ presupusă nesingulară pentru orice k, şi $\bar{u}^T(k)=[\bar{u}_1(k),\dots,\bar{u}_m(k)]$, $\bar{u}_i(k)=y_i^*(k+d_i)-\hat{\theta}_{io}^T(k)\varnothing_{io}(k)$, $i=1,\dots,m$. Singularitatea matricii $\hat{B}(k)$ poate fi evitată prin reajustarea coeficienţilor λ_{ij}.

Nu există deocamdată o demonstraţie matematică a convergenţei algoritmului propus, exceptînd cazul în care procesul este descris exact prin modelul AR cu timp mort cunoscut. Pentru a confirma aplicabilitatea metodei autorii prezintă rezultatele obţinute în simulare şi pe un proces real, nelinear şi cu parametrii distribuiţi, cu trei intrări şi trei ieşiri, destinat testării performanţei compresoarelor frigorifice. Obiectivul conducerii este de a determina ca ieşirea procesului să urmărească într-un mod stabil şi rapid diversele schimbări în treaptă ale consemnelor, într-o gamă largă de regimuri de funcţionare şi de a reduce timpul necesar testării. Modelul ARMA al procesului corespunde unui sistem de fază ne-minimă cu 30 variabile de stare. Regulatorul adaptiv a fost proiectat pentru un model AR cu $n_i=2$, $i=1, 2, 3$, $d_1=d_2=1$ şi $d_3=3$ (determinaţi din răspunsul la treaptă al procesului). Pentru generarea secvenţei $y^*(k)$ s-a utilizat un model etalon cu $n_i^*=n_i$, $d_i^*=d_i$, $i=1, 2, 3$, obţinut prin discretizarea unei matrici de transfer diagonale. Valorile iniţiale ale legii de comandă adaptivă au fost alese 0, exceptînd vectorii $\hat{b}_i^1(0)$, $i=1, 2, 3$, aleşi aproximativ egali cu b_i^{1*}, $i=1, 2, 3$, astfel încît B(0) să fie nesingulară. Coeficienţii λ_{ij} au fost aleşi constanţi, apropiaţi de 1. Pentru a accelera convergenţa parametrilor estimaţi în faza iniţială de adaptare au fost utilizate secvenţe aleatoare de intrări de referinţă r_i^*, $i=1, 2, 3$, iar apoi r_i^* au fost modificate în treaptă pentru a obţine diverse regimuri de funcţionare. Rezultatele obţinute în simulare au confirmat eficacitatea metodei propuse şi superioritatea ei faţă de reglarea PID (instabilă în unele situaţii). De asemenea, algoritmul a fost aplicat cu succes on-line utilizînd un minicalculator cu unitate aritmetică în virgulă mobilă hardware. Programul de calcul, scris în Fortran în dublă precizie, necesită cca 30 cuvinte (de 16 biţi) pentru date, iar calculul la fiecare tact durează mai puţin de o secundă.

Lucrarea 14.4/D5 prezintă o nouă schemă de conducere adaptivă cu model etalon care utilizează reacţie pozitivă într-o buclă interioară (dacă gradul relativ al procesului este $n^*=n-m\geqslant 2$), şi care, spre deosebire de schemele propuse anterior nu necesită 2n sau 4n (dacă $n^*\geqslant 2$) filtre suplimentare şi generarea unor semnale auxiliare. Utilizînd o ecuaţie a *erorii filtrate* şi o nouă funcţie Liapunov, se obţin legi de conducere adaptivă stabile, de forma *proporţional+integral,* fără a utiliza lema Kalman—Yacubovich şi fără a impune o condiţie de pozitivitate. De asemenea, schema are structură simplă şi oferă flexibilitate în utilizarea altor tipuri de legi şi în alegerea ME (cu sau fără zerouri), ca şi viteză de convergenţă mărită, ceea ce o face atrăgătoare pentru implementare.

Procesul este modelat de ecuaţia

$$P_p(s)y=k_pZ_p(s)u \tag{6}$$

unde $P_p(s)=s^n+g_{n-1}s^{n-1}+\dots+g_1s+g_0$ şi $Z_p(s)=s^m+b_{m-1}s^{m-1}+\dots+b_1s+b_0$, $m\leqslant n-1$.

Asupra procesului se fac ipotezele obișnuite (k_p este o constantă pozitivă cunoscută; n și m sînt cunoscute; coeficienții g_i, i=1, ..., n—1 și b_j, j=1, ..., m—1, sînt constante necunoscute; zerourile procesului se află numai în semiplanul stîng al planului complex s).

Modelul etalon este descris de

$$P_m(s)y_m = k_m Z_m(s)r \tag{7}$$

unde intrarea r este continuă pe porțiuni și uniform mărginită, $P_m(s)$ și $Z_m(s)$ sînt polinoame monice de ordin n și respectiv m, cu coeficienții a_i, i=0, ..., n—1, și d_j, j=0, ..., m—1, aleși de proiectant.

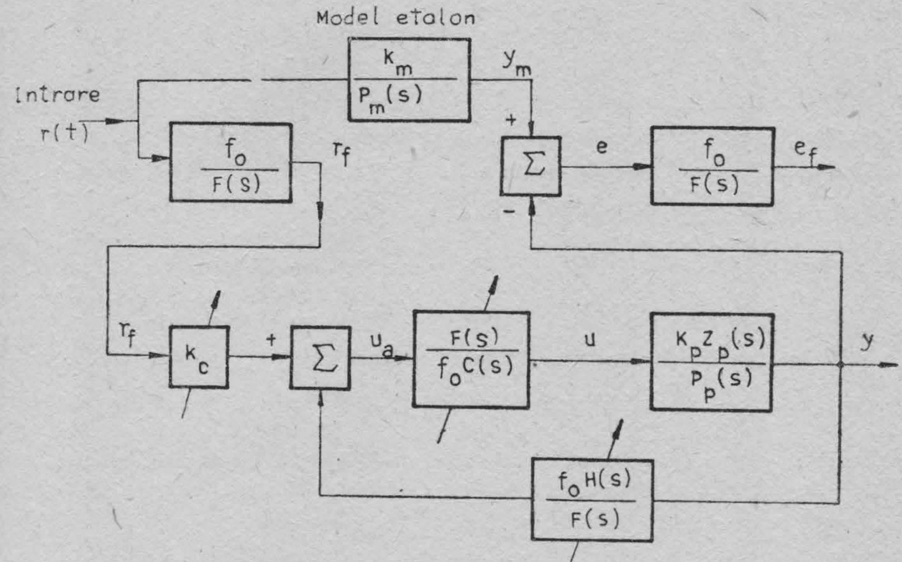


Fig. 4. Structura unui sistem de conducere adaptivă ca model etalon.

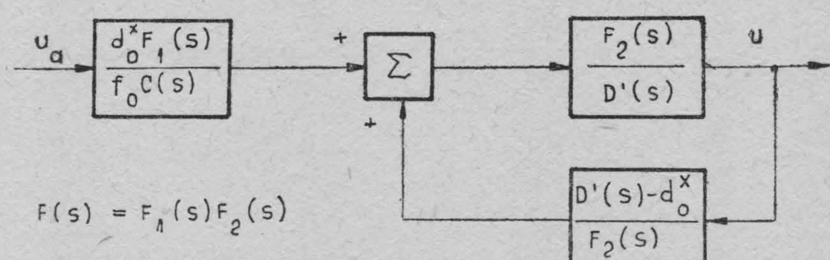


Fig. 5. Realizarea funcției de transfer [$F(s)/f_0C(s)$] utilizînd reacție pozitivă.

În lucrare se tratează separat cazurile $n^*=1$ și $n^*\geqslant 2$. În *cazul* $n^*=1$ (deci m=n—1) se consideră structura de conducere din fig. 4, unde F(s) este un polinom monic stabil de gradul n—1, fixat, cu coeficienții f_i, i=0, ..., n—2, C(s) și H(s) sînt polinoame de grad m și respectiv n—1, cu coeficienți ajustabili c_j j=0, ..., m—1 și respectiv h_i, i=0, ..., n—1, C(s) este monic, iar k_c este un coeficient ajustabil.

Din fig. 4 rezultă că $C(s)u=k_cr-H(s)y$ şi substituind $s^m u$ în modelul (7) se obține o ecuație care scăzută din (6) conduce la ecuația erorii $e=y-y_m$

$$P_m(s)e=\varnothing_0 r+\left[\sum_{j=0}^{m-1}\delta_j s^j\right]u+\left[\sum_{i=0}^{n-1}\psi_i s^i\right]y\triangleq f(\theta) \quad (8)$$

unde $f(\theta)$ este funcția abaterilor parametrilor, $\theta^T=[\varnothing_0, \delta_0, \ldots, \delta_{m-1}, \psi_0, \ldots, \psi_{n-1}]$
şi $\varnothing_0\triangleq k_m-k_ck_p$, $\delta_j\triangleq k_p(c_j-b_j)$, $j=0, \ldots, m-1$
$\psi_i\triangleq g_i+k_ph_i-a_i$, $i=0, \ldots, n-1$.

Notînd cu indicele inferior f mărimile filtrate prin $f_0/F(s)$, ecuația (8) este echivalentă cu $P_m(s)e_f=f_f(\theta)$, sau

$$\dot{\underline{e}}_f=\underline{A}_m\underline{e}_f+\underline{f} \quad (9)$$

unde $\underline{e}_f\in R^n$ are prima componentă e_f, $\underline{f}\in R^n$ are doar ultima componentă nenulă, $\underline{f}_n=f_f(\theta)$, iar A_m este matricea companion a polinomului $P_m(s)$.

Dacă se utilizează legile de ajustare de tip „P+I"

$$k_c(t)=\rho_m[W_f r_f]+\int\lambda_m[W_f r_f]dt+k_c(0)$$

$$c_j(t)=-\rho_j[W_f u_f^{(j)}]-\int\lambda_j[W_f u_f^{(j)}]dt+c_j(0), \qquad j=0, \ldots, m-1$$

$$h_i(t)=-\sigma_i[W_f y_f^{(i)}]-\int\beta_i[W_f y_f^{(i)}]dt+h_i(0), \qquad i=0, \ldots, n-1$$

unde indicele superior (i) denotă derivata de ordinul i, ρ_m, λ_m, ρ_i, λ_j $(j=0, \ldots, m-1)$, σ_i, β_i $(i=0, \ldots, n-1)$ sînt constante arbitrare, $W_f\triangleq\sum_{k=0}^{n-1}p_{(k+1)n}e_f^{(k)}$, cu $P=(p_{ij})\in R^{n\times n}$, $P>0$, soluția ecuației Liapunov $A_m^TP+PA_m=-Q$ $(Q>0$, arbitrară), atunci sistemul (9) este asimptotic stabil, deci $|e_f|\to 0$, cînd $t\to\infty$ şi prin urmare $|\underline{e}|\to 0$, cînd $t\to\infty$. Acest lucru rezultă considerînd funcția Liapunov

$$V=\underline{e}_f^T P\underline{e}_f+\frac{1}{\lambda_m}[\varnothing_0+\rho_m W_f r_f]^2+\sum_{j=0}^{m-1}\frac{1}{\lambda_j}[\delta_j+\rho_j W_f u_f^{(j)}]^2+\sum_{i=0}^{n-1}\frac{1}{\beta_i}[\psi_i+\sigma_i W_f y_f^{(i)}]^2.$$

Întrucît V (deci $\dot{V}$) are un număr mai mare de termeni pozitivi (negativi) decît în alte scheme propuse anterior, convergența lui e_t la zero poate fi mai rapidă. De observat că $u_f=[1/C(s)]u_a$ (vezi fig. 4), deci u_f şi primele lui m—1 derivate se pot obține fără a filtra u prin $f_0/F(s)$.

În *cazul* $n^*\geqslant 2$ rămîne valabilă întreaga procedură de proiectare prezentată pentru $n^*=1$, dar pentru realizarea lui u din u_a, $u=[F(s)/f_0C(s)]u_a$, este necesară o soluție diferită, întrucît $n-1=\text{grad } F(s)>\text{grad } C(s)=m$. Se consideră $F(s)=F_1(s)F_2(s)$, unde $\text{grad } F_1(s)=m$ şi $\text{grad } F_2(s)=m^*=n-m-1$ şi se realizează separat $F_1(s)/f_0C(s)$ şi $F_2(s)$. $F_2(s)$ poate fi obținut utilizînd reacție pozitivă ca în fig. 5, unde $D'(s)$ este un polinom stabil de ordin m^* şi $D^*(s)=D'(s)-d_0^*$, cu d_0^* constantă pozitivă arbitrară astfel încît $D^*(s)$ să fie polinom stabil.

În cazul în care ME are zerouri, semnalul r_f trebuie redefinit ca

$$r_f=[f_0Z_m(s)/F(s)]r.$$

Metoda se poate aplica şi altor tipuri de legi de comandă, utilizînd alte funcții Liapunov.

În lucrare sînt prezentate trei exemple ilustrînd comportarea bună a legii de conducere adaptivă propuse şi avantajele oferite în comparație cu alte scheme.

Lucrarea 14.4/D6 prezintă un sistem de conducere adaptivă vagă de tip PI cu model etalon, bazat pe experiența operatorilor în acordarea parametrilor regulatoarelor PI convenționale. Deoarece pentru a simula experiența operatorilor se pot utiliza doar reguli de conducere lingvistice sau vagi, sistemul adaptiv proiectat are atributul de *„vag"*.

În conducerea vagă, mulțimea enunțurilor de comandă, cum ar fi „Dacă e este negativă mare și $\dot{e}$ este negativă mare, atunci C este negativă mare", unde e este eroarea, iar C este comanda, pot fi reprezentate printr-o matrice de comandă CM de tip pxr, unde elementul C_{ik} este comanda corespunzătoare intrărilor A_i și B_k. În fapt, numărul de enunțuri de comandă diferite este mai mic decît numărul de elemente în CM. Pot exista de exemplu numai 7 enunțuri diferite, cum ar NL, NM, NS, O, PS, PM, PL, unde L, M și S denotă respectiv mare, mediu și mic, iar N și P înseamnă negativ, respectiv pozitiv, care pot fi notate $C_1, \ldots, C_7$. Atunci matricea CM poate fi descompusă astfel $CM= M_1C_1+ \ldots +M_nC_n$, unde n este numărul de enunțuri diferite, „+" înseamnă reuniune, $M_j \in R^{p\times r}$ are numai elemente 0 și 1, iar $M_1+ \ldots +M_n$ este o matrice cu toate elementele egale cu 1.

Dacă A_i este o submulțime vagă corespunzînd lui e în universul discursului U, atunci măsura posibilității lui A_i, fiind dat că e este A_j este definită ca

$$P(A_i)_j=\text{Pos (e este } A_i/\text{e este } A_j)=\sup (\mu_{A_i}(u) \wedge \mu_{A_j}(u))$$

unde $\wedge$ denotă operația min. Măsura de posibilitate compusă a lui A_i și B_k, fiind dat că A_j este B_l, este definită natural ca $P_{jl}(i, k)=P(A_i)_j \wedge P(B_k)_l$.

Presupunînd că se cunoaște comanda C_{ik}, corespunzătoare intrărilor vagi A_i și B_k, este rezonabil să se definească C_{jl}, fiind date intrările A_j și B_l, ca

$$C_{jl}(i, k)=P_{jl}(i, k) \wedge C_{ik}$$

$$\text{și deci } C_{jl}=\underset{i,k}{U}(P_{jl}(i, k) \wedge C_{ik})=\underset{i,k}{U}(P(A_i)_j \wedge P(B_k)_l \wedge C_{ik})$$

care se poate rescrie în forma

$$C_{jl}=[P(A_1)_j, \ldots, P(A_p)_j]\begin{bmatrix} C_{11} & \ldots & C_{1r} \\ \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot \\ C_{p1} & \ldots & C_{pr} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} P(B_1)_l \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ P(B_r)_l \end{bmatrix}=P^T(A)_j[M_1C_1+ \ldots +M_nC_n]P(B)_l.$$

Această ecuație are o formă explicită și este ușor de interpretat. Regulatorul vag transformă C_{jl} într-o acțiune de comandă deterministă utilizînd o regulă de decizie.

Bazați pe aceste considerente, autorii prezintă succint o schemă de conducere adaptivă de tip PI cu ME, efectul integral fiind introdus numai spre terminarea regimului tranzitoriu. Schema conține două blocuri care clasifică e și $\dot{e}$ în valori lingvistice, și două regulatoare vagi. Sînt adaptate constantele de amplificare ale componentelor P și I ale legii de comandă. Regulile de acțiune ale buclei adaptive au fost stabilite pe baza informațiilor furnizate de experți. Simularea indică o comportare mult mai bună în cazul adaptiv decît și cazul neadaptiv.

Aspecte de robustețe

În secțiunea 14.4/G a Congresului 9 IFAC, Budapesta 1984, au fost prezentate unele lucrări referitoare la aspectele de robustețe a sistemelor automate. Lucrarea [14.4/G1] prezintă doi algoritmi pentru conducerea robustă a sistemelor modelate prin lanțuri Markov. În [14.4/G2] se discută elementele implicate în elaborarea unei

teorii a stabilității locale pentru sistemele de conducere adaptivă, în speță robustețea în raport cu dinamica nemodelată și cu perturbații mărginite necunoscute. Unele cerințe practice și rezultatele teoretice referitoare la conducerea adaptivă robustă sînt prezentate în lucrarea [14.4/G3]. În [14.4/G4] se proiectează regulatoare robuste utilizînd media și matricea de covarianță a estimațiilor parametrilor procesului, urmărindu-se maximizarea probabilității ca parametrii ecuației caracteristice a sistemului închis să rămînă într-o regiune dorită. Lucrarea [14.4/G5] descrie o metodă pentru tratarea modificărilor mari ale parametrilor în conducerea adaptivă, iar [14.4/G6] studiază conducerea adaptivă a sistemelor cu variații bruște ale parametrilor.

Lucrarea 14.4/G1 tratează problema găsirii unei strategii de conducere robuste pentru un proces modelat ca un lanț Markov comandat, în prezența incertitudinilor de modelare care afectează performanța reală a sistemului. O strategie de comandă se consideră *robustă* pentru o mulțime de inexactități ale modelului dacă performanța este *acceptabilă* pentru orice membru al acestei mulțimi. În lucrare se presupune că probabilitatea tranziției de la starea i la starea j depinde nu numai de acțiunea de comandă u(i), ci și de incertitudinea modelării v(i). Performanța sistemului este cuantificată cu un criteriu de mediere pe termen lung. Se elaborează doi algoritmi bazați pe două concepte de rezolvare diferite. Primul concept de proiectare garantează un cost mediu nedepășind o margine superioară constantă, pentru orice inexactitate de modelare dintr-o mulțime a incertitudinilor. Al doilea concept minimizează o margine a abaterii costului mediu de la valoarea minimă posibilă, pentru orice punct din mulțimea incertitudinilor. Se demonstrează convergența celor doi algoritmi în ipoteze relativ rezonabile.

Se consideră un lanț Markov cu un număr finit de stări x_t, $t=0, 1, \ldots$, a cărui probabilitate de tranziție la momentul t depinde de variabila de comandă $u(x_t)$ și de eroarea de modelare $v(x_t)$. Performanța sistemului este dată de criteriul

$$\lim_{T+1\uparrow\infty} \frac{1}{T+1}\sum_{k=0}^{T} f_{x_k}(u(x_k), v(x_k)), \quad x_k \in S=\{1, 2, \ldots, N\} \tag{1}$$

unde $f_i(u(i), v(i))$ este costul cînd sistemul este în starea i, comanda aplicată este u(i) și perturbația este v(i). Matricea de tranziție a probabilității

$$P(u, v) \triangleq \{p_{ij}(u(i), v(i))\},\ i, j \in S,\ p_{ij}(u(i), v(i)) = \mathrm{Prob}\{x_{t+1}=j \mid x_t=i, u(i), v(i)\} \geqslant 0$$

$$u=(u(1), \ldots, u(N)) \in U=U_1 x \ldots x U_N,\ v=(v(1), \ldots, v(N)) \in V=V_1 x \ldots x V_N$$

și $P(u, v)e=e$, cu $e^T=(1, \ldots, 1)$. La fiecare moment t starea sistemului este cunoscută și regulatorul poate alege $\forall\, u(x_t) \in U_i$, dar $p_{ij}(u(i), .)$ este parametrizat de perturbația v(i). Problema de proiectare constă în alegerea strategiei de comandă *neanticipative* astfel încît sistemul să realizeze o performanță bună, în pofida incertitudinii despre valoarea curentă a lui $v \in V$. Se face o ipoteză de ergodicitate care garantează pentru fiecare pereche $(u, v) \in UxV$ existența unui vector de probabilitate unic $\pi(u, v)=[\pi_1(u, v), \ldots, \pi_N(u, v)]$ astfel încît $\pi(u, v)=\pi(u, v)P(u, v)$, $\pi(u, v)e=1$. Atunci presupunînd că este urmată o strategie de comandă staționară $u \in U$ ($v \in V$ este prin natură staționară), valoarea medie a costului cuantificat de (1), pentru orice v fixat, este c.p. 1.

$$J(u, v)=\pi(u, v)f(u, v),\quad f^T(u, v) \triangleq (f_1(u(1), v(1)), \ldots, f_N(u(N), v(N))). \tag{2}$$

Problema se poate reformula astfel: Să se găsească strategia staționară $u \in U$ astfel încît J(u, v) din (2) să aibă o valoare rezonabil de mică pentru $\forall\, v \in V$. Pentru a preciza formularea trebuie adoptat un concept de rezolvare. Vagul inerent în problema de bază împiedică existența unui singur criteriu de proiectare cu apli-

cabilitate generală. În lucrare sînt considerate două concepte de rezolvare, menționate anterior. Conceptul minimax definește

$$u^m = \arg \min_{u \in U} \max_{v \in V} J(u, v) = \arg \min_{u \in U} J(u, v^M(u)). \tag{3}$$

Atunci $J(u^m, v) \leqslant \max_{v \in V} J(u^m, v) \triangleq J(u^m, v^M)$, deci soluția minimax dă cea strînsă margine superioară a performanței sistemului pentru mulțimea incertitudinilor dată. O pereche $(u^m, v^M) \in U \times V$ constituie un *punct de echilibru șa* al lui $J(u, v)$ dacă și numai dacă

$$J(u^m, v) \leqslant J(u^m, v^M) \leqslant J(u, v^M), \ \forall u \in U, \ v \in V. \tag{4}$$

Dacă se determină punctul șa se obține o margine superioară garantată pentru abordarea minimax, cu prețul unei posibile comportări mai proaste pentru alte perturbații decît $v = v^M$.

Al doilea concept de rezolvare calculează abaterea minimax a performanței curente față de cea optimală. Formal,

$$u^* = \arg \min_{u \in U} \max_{v \in V} \{J(u, v) - J^*(v)\} \tag{5}$$

unde $J^*(v) = \min_{u \in U} J(u, v)$. Acest criteriu dă o margine care depinde de perturbația $v \in V$. Avem evident

$$J(u^*, v) - J^*(v) \leqslant \max_{v \in V} \{J(u^*, v) - J^*(v)\} \triangleq J(u^*, v^*) - J^*(v^*) \leqslant J(u^m, v^*) - J^*(v^*)$$

$$\leqslant J(u^m, v^M) - J^*(v^*)$$

adică $J(u^*, v) \leqslant J(u^m, v^M) + J^*(v) - J^*(v^*)$, și deci se poate obține o margine mai bună decît $J(u^m, v^M)$ pentru orice $v \in \{v \in V: J^*(v) < J^*(v^*)\}$. De asemenea, este evident că $J(u^*, v^M) \geqslant J(u^m, v^M)$.

În lucrare se fundamentează matematic un algoritm pentru determinarea punctului șa din (4) care, în esență, găsește punctul șa al variabilei duale. Fie pentru $c \in R^n$ arbitrar, $H(c, u, v) \triangleq (P(u, v) - I)c + f(u, v)$. Se presupune că pentru orice c și orice $i \in S$, există următoarele puncte șa

$$h_i(c) = \min_{u(i) \in U(i)} \max_{v(i) \in V(i)} H_i(c, u(i), v(i)) = H_i(c, u^m(i), v^M(i)), \tag{6}$$

unde indicele inferior i denotă componenta i a vectorilor respectivi.

Algoritm

Alege mărimea pasului λ, $0 < \lambda < 1$, toleranța ε, valoarea inițială c_0 și pune $n = 0$.

1°. Pentru $\forall i \in S$, rezolvă problema de punct șa (6) și determină

$$\overline{h}(c^n) \triangleq \max_i h_i(c^n); \ \underline{h}(c^n) \triangleq \min_i h_i(c^n); \ \hat{h}(c^n) \triangleq \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N} h_j(c^n).$$

2°. Dacă $\overline{h}(c^n) - \underline{h}(c^n) < \varepsilon$, pune $u^m = u^n$, $v^M = v^n$ și $J(u^m, v^M) = \underline{h}(c^n)$ și Stop.

3°. Petru $\forall \ i \in S$ calculează $c_i^{n+1} = c_i^n + \lambda[h_i(c^n) - \hat{h}(c^n)]$.

4°. Icrementează n și treci la pasul 1.

De asemenea, în lucrare se fundamentează un algoritm pentru determinarea punctului șa corespunzător celui de-al doilea concept de rezolvare. Datorită limitărilor de spațiu nu putem prezenta aici acest rezultat.

Lucrarea 14.4/G2 examinează robustețea sistemelor adaptive în raport cu dinamica nemodelată și cu perturbații mărginite necunoscute. Sînt prezentate condiții care asigură existența unor proprietăți de robustețe *locale.*

Cercetările în teoria conducerii adaptive au pus accentul pe obținerea unor rezultate globale, permițînd inițializarea arbitrară a parametrizării regulatorului adaptiv. Pentru aceasta au trebuit adoptate ipoteze tari, cum ar fi aceea că procesul poate fi complet reprezentat printr-o parametrizare lineară, de ordin suficient. În practică, însă, nici un proces nu este realmente linear și finit dimensional, iar ordinul modelului este întotdeauna insuficient, datorită dinamicii nemodelate. Simulările au arătat că dacă condiția de ordin suficient nu este satisfăcută, regulatoarele adaptive cu inițializări arbitrare pot deveni instabile, chiar dacă există o parametrizare a regulatorului care ar aproxima bine comportarea dorită (vezi și [14.4/D1]). Pentru a elabora o teorie a conducerii adaptive robuste în lucrare se renunță la cerința de stabilitate globală și se caută condiții pentru stabilitate locală. Se consideră un sistem de conducere

$$e=H_{ew}(\theta)w \tag{7}$$

unde $e(t)\in R^{n_e}$ este ieșirea eroare, $w(t)\in R^{n_w}$ este intrarea externă, de exemplu, comenzi de referință și perturbații mărginite, $\theta\in R^{n_\theta}$ este un set de parametri ce trebuie selectați, iar $H_{ew}(.)$. reprezintă un sistem în buclă închisă dependent de parametrii ajustabili din θ. Unele părți din $H_{ew}(.)$ nu sînt complet cunoscute, de exemplu procesul condus; de asemenea, $w(t)$ nu este în întregime cunoscută, dar se presupune că $w(t)\in W$ mărginită.

Dacă θ este constant, pot fi imaginate multe strategii pentru determinarea unui θ satisfăcător, asigurînd îndeplinirea unui obiectiv referitor la e, fiind dată intrarea externă w. Fie S mulțimea parametrizărilor satisfăcătoare și S^* *mulțimea parametrilor acordați*, asociată cu un $w(.)\in W$ particular, adică

$$S^*=\{\theta^*\in R^{n_\theta} \mid \|H_{ew}(\theta^*)w\|/\|w\| \leqslant p^*\} \tag{8}$$

unde constanta finită p^* specifică performanța acordată. Nu este necesară rezolvarea problemei de optimizare (8), ci doar să se cunoască existența unei soluții mai bune decît o soluție fixată, nedependentă de $w(.)$.

Versiunea adaptivă a sistemului (7) este

$$\begin{bmatrix} e \\ \varnothing \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} H_{ew}(\hat\theta) \\ H_{\varnothing w}(\hat\theta) \end{bmatrix} w \triangleq H(\hat\theta)w, \quad \hat\theta=\hat\Omega[\theta(0), e, \varnothing] \tag{9}$$

unde $\hat\theta(t)\in R^{n_\theta}$ sînt *parametrii de adaptare* generați de algoritmul adaptiv Ω, inițializat cu estimația inițială $\hat\theta(0)$, și condus de eroarea de adaptare $e(t)$ și de regresorul $\varnothing(t)\in R^{n_\theta}$ (obținut din datele măsurate).

Interesează să se determine condiții în care sistemul adaptiv (9) este stabil atras la mulțimea sistemelor acordate (8). Sistemul (9) este transformat într-un *sistem eroare*, definind în acest scop comanda adaptivă $u(t)\in R^n$, dată de expresia biliniară $u(t)=-\varnothing^T(t)\hat\theta(t)$, care acționează asupra procesului inclus în $H_{ew}(.)$. O clasă largă de algoritmi adaptivi au forma

$$\dot{\hat\theta}(t)=A[\varnothing(.), \omega(t)], \quad \omega(t)=\varnothing(t)e(t)$$

unde $A(.,.)$ este un operator nelinear numit *amplificarea adaptării*. Un caz particular este algoritmul cu amplificare constantă $A[\varnothing(.), \omega(t)]=A_0\omega(t)$, $A_0=A_0^T\in R^{p\times p}$. Definind eroarea parametrilor și eroarea comenzii adaptive, respectiv prin

$$\tilde\theta(t)=\hat\theta(t)-\theta^*(\theta^*\in S^*), \quad v(t)=\varnothing^T(t)\tilde\theta(t)$$

sistemul adaptiv poate fi scris sub forma

$$\begin{bmatrix} e(t) \\ \varnothing(t) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} H^*_{ev}(s) & H^*_{ew}(s) \\ H^*_{\theta v}(s) & H^*_{\theta w}(s) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} w(t) \\ -v(t) \end{bmatrix} \triangleq -v(t)\begin{bmatrix} w(t) \\ H^*(s) \end{bmatrix}.$$

$H^*(s)$ este matricea de interconexiune acordată. În lucrare se particularizează $H^*(s)$ pentru o schemă de conducere adaptivă directă cu model etalon propusă de Narendra şi colaboratorii (1980). Sistemul eroare poate fi reprezentat ca o conexiune cu reacţie avînd pe calea directă un sistem nelinear şi pe reacţie sistemul linear invariant $H^*_{ev}(s)$. Acest sistem este condus de ieşirile acordate $e^*(t)=H^*_{ew}(s)w(t)$ şi $\theta^*(t)=H^*_{\theta w}(s)w(t)$ şi de eroarea iniţială a parametrilor $\tilde{\theta}(0)$.

Rezultatele cunoscute de stabilitate globală presupun anumite condiţii impuse semnalelor $e^*(t)$ şi $\phi^*(t)$ şi interconexiunilor $H^*_{ev}(s)$ şi $H^*_{\theta v}(s)$, care nu pot fi îndeplinite în practică. De exemplu, condiţia de strict pozitivitate a lui $H^*_{ev}(s)$ nu este satisfăcută în prezenţa dinamicii nemodelate. De asemenea, condiţia ca semnalele regresoare ϕ să fie de tip excitaţie persistentă (scriem $\phi \in EP$), nu este asigurată în prezenţa unor perturbaţii mărginite. Este posibil doar să se impună $\phi \in EP$, dar aceasta implică $(e^*, \phi^*) \in W^*_0 \overset{\Delta}{=} \{e^*, \phi^* \mid e^*, \dot{e}^* \in L_2 \cap L_\infty, \phi^*, \dot{\phi}^* \in L^P_\infty\}$ ceea ce este posibil numai în situaţia ideală în care structura de comandă asigură urmărirea exactă a modelului şi rejecţia asimptotică a perturbaţiei. De notat că apartenenţa la L_∞ implică mărginirea, în timp ce apartenenţa la $L_2 \cap L_\infty$ implică în plus şi convergenţa finală la zero. Cerinţa $\phi^* \in EP$ înseamnă că un anume subsistem din bucla adaptivă să fie exponenţial stabil. Se ştie că sistemele exponenţial stabile au bune proprietăţi de robusteţe. Problema revine la a localiza subsistemul exponenţial stabil şi de a determina condiţii practice care menţin ϕ într-o vecinătate satisfăcătoare a lui ϕ^*.

În analiza stabilităţii locale se presupun disponibile anumite informaţii de amplitudine, de exemplu marginile semnalelor $||e^*||_\infty$, $||\phi^*||_\infty$, $|\tilde{\theta}(0)|$, sau ale amplificărilor matricilor H^*_{ev} şi $H^*_{\theta v}$. Fie sistemul de eroare transformat

$$\tilde{x}=\tilde{x}_L-\tilde{x}_{NL},\quad \tilde{x}_{NL}=Ff(\tilde{x}),\quad \tilde{x}=(\tilde{\theta}, \tilde{e}, \tilde{\phi}),\quad \tilde{x}_L=(\tilde{\theta}_L, \tilde{e}_L, \tilde{\phi}_L),\quad f(\tilde{x})=(\tilde{\phi}^T\tilde{\theta}, \tilde{\phi}\tilde{e}),$$

unde indicele L se referă la răspunsul linearizat. Se poate arăta că stabilitatea lui F şi mărginirea lui $\tilde{x}_L$ poate asigura stabilitatea locală în L_∞ (adică $||\tilde{x}||_\infty \leqslant \varepsilon$), cu condiţia ca $||\tilde{x}_L||_\infty$ să fie suficient de mic. Un enunţ precis al acestui rezultat este dat în lucrare.

Lucrarea 14.4/G3 discută anumite implicaţii practice, din punct de vedere ingineresc, ale rezultatelor teoretice recente referitoare la robusteţea regulatoarelor adaptive. Sînt propuse şi formalizate teoretic unele modificări pentru a îmbunătăţi proprietăţile de robusteţe.

Pentru proiectarea şi implementarea regulatoarelor adaptive, cu performanţă adecvată în situaţii practice, trebuie găsit răspuns la următoarele întrebări: care este legătura între rezultatele teoretice disponibile şi cerinţele practice? Cum şi în ce măsură nesatisfacerea condiţiilor ideale poate fi tratată corespunzător? Din experienţa acumulată rezultă: 1) Contextul matematic al teoriei conducerii adaptive pare a fi inutilizabil în practica inginerească, mai precis, parametrizarea procesului nu permite încorporarea cunoaşterii apriorice. 2) Unele mecanisme complicate, incomplet cunoscute (de exemplu, comportarea tranzitorie, insuficienta bogăţie a informaţiei furnizate estimatorului etc.), pot provoca *instabilitatea* schemei adaptive. În contrast cu proiectarea clasică, violarea uşoară a unor ipoteze poate de asemenea induce instabilitate.

Pentru a spori aplicabilitatea sistemelor adaptive au fost propuse unele modificări motivate teoretic sau practic şi prezentate în lucrare.

Se presupune că procesul condus este descris de

$$A(q^{-1})y_t=q^{-d}B(q^{-1})u_t+w_t$$

unde A, $B \in R[q^{-1}]$ sînt polinoame în q^{-1} cu ordine şi coeficienţi necunoscuţi, A este monic, $w_t \in L_\infty$, $t \geqslant 0$, este secvenţa perturbaţiilor, iar d este cunoscut. Obiec-

tivul urmărit este de a simplifica toate zerourile şi de a aloca polii în rădăcinile polinomului $C_R \in R[q^{-1}]$, deci, dacă se defineşte eroarea de urmărire filtrată $e_t = C_R y_t - y_t^*$, cu y_t^* ieşirea dorită, obiectivul este ca $e_t \to 0$. Se utilizează un regulator cu structura

$$\hat{S}_t u_t = y^*_{t+d} - \hat{R}_t y_t \Leftrightarrow y^*_{t+d} = \hat{\theta}_t^T \varnothing_t$$

unde S_t şi R_t sînt polinoame în q^{-1} cu coeficienţi variabili în timp, iar $\varnothing_t = [u_t, \ldots, u_{t-n_s} y_t, \ldots, y_{t-n_R}]^T$. Se definesc *factorul de normalizare*

$$\rho_t = \mu \rho_{t-1} + \max(|\varnothing_{t-d}|^2, \rho),\ \rho > 0,\ \mu \in (0, 1)$$

şi variabilele normalizate $\overline{\varnothing}_{t-d} = \rho_t^{-1/2} \varnothing_{t-d}$, $\overline{e}_t = \rho_t^{-1/2} e_t$. Se consideră un algoritm de adaptare integral de tipul

$$\hat{\theta}_t = \hat{\theta}_{t-d} + F \overline{\varnothing}_{t-d} \overline{e}_t$$

unde, în cazul algoritmului cu amplificare constantă (CG) $F = f > 0$, iar în cazul algoritmului celor mai mici pătrate ponderate (WLS) $F = \lambda_t'' F_t$, cu

$$F_t^{-1} = \lambda_t' F_{t-d}^{-1} + \lambda_t'' \overline{\varnothing}_{t-d} \overline{\varnothing}_{t-d}^T,\ \lambda_t',\ \lambda_t'' > 0.$$

Se face ipoteza că există polinoamele S şi R de ordin n_s şi respectiv n_R aşa încît

$$\theta_{LS} \triangleq \{ \theta_* \in R^n : C(q) \neq 0,\ \forall q \in C,\ |q| > \mu^{1/2} \} \neq \varnothing$$

unde $n = n_S + n_R + 2$, $C = S_* A + q^{-d} R_* B$, iar θ este asociat polinoamelor S_* şi R_*. Mulţimea nevidă θ_{LS}, numită *mulţimea stabilizatoare lineară*, defineşte regulatoarele cu coeficienţi fixaţi pentru care polii sistemului închis sînt în interiorul discului de rază $\mu^{1/2}$. Modelul erorii se poate scrie sub forma

$$e_t = -H_2 \psi_t + (H_2 - 1) y_t^* + C_R C^{-1} S_* w_t \tag{10}$$

unde $\psi_t = \tilde{\theta}^T_{t-d} \varnothing_{t-d}$, cu $\tilde{\theta}_{t-d} = \hat{\theta}_{t-d} - \theta_*$ iar $H_2 = C_R C^{-1} B$ este funcţia de transfer a sistemului în buclă închisă cu un regulator stabilizator. Analog, se pune

$$\varnothing_{t-d} = W_1 (y_t^* - \psi_t) + W_2 w_t. \tag{11}$$

Din ecuaţiile (10) şi (11), stabilirea condiţiilor de convergenţă a erorii de urmărire se reduce la asigurarea stabilităţii interconexiunii cu reacţie a blocurilor H_1 şi H_2, unde H_1 denotă relaţia definită de algoritmul adaptiv de forma H_1: $e_t \to \psi_t$. Mărginirea lui $\varnothing_t$ este asigurată dacă aceste condiţii sînt independente de $\varnothing_t$. În lucrare se utilizează teorema stabilităţii sectorului, care afirmă că interconexiunea cu reacţie a doi operatori mărginiţi conici (în L_2) este global stabilă dacă unul este în afara conului şi inversul celuilalt este strict în interior. Se prezintă o lemă care furnizează condiţii pentru ca $\overline{H}_1 = \rho_t^{-1/2} H_1 \rho_t^{-1/2}$ să fie în exteriorul unui con. Pentru algoritmul CG, $\overline{H}_1 + \overline{\sigma}_{CG}/2$ este pasiv, unde $\overline{\sigma}_{CG} > f \| |\overline{\varnothing}_t| \|_\infty$. Pentru algoritmul WLS, dacă $\lambda_t'' - \lambda_{t-d}' > 0$ şi $\lambda > 0$, atunci există $\overline{\sigma}_{WLS}$ verificînd $1 \geq \overline{\sigma}_{WES} \geq \lambda_t'' \sigma_t \triangleq$ $\triangleq \lambda''_t \overline{\varnothing}^T_{t-d} F_t \overline{\varnothing}_{t-d} \geq 0$, $\forall$ t, astfel încît

$$\overline{H}_1 \text{ este în exteriorul conului CON}(-1, (1 - \overline{\sigma}_{WLS})^{1/2}) \Leftrightarrow \sum_{t=0} (\overline{\psi}_t + \overline{e}_t)^2 \geq \sum_{t=0} \overline{e}_t^2,\ N \geq 0.$$

Utilizarea variabilelor normalizate permite stabilirea unor inegalități pentru $\bar{\sigma}_{CG}$ și $\bar{\sigma}_{WLS}$ independente de nivelul de excitație și de viteza de convergență, oferind sugestii pentru proiectarea algoritmului adaptiv.

Din această lemă și din ipoteza că $e_t^* \in L_2$ (e_t^* se obține din (10) cu ψ_t 0), aplicarea teoremei stabilității conduce la condiția ca $H_2[\mu^{1/2}q^{-1}] \in A \triangleq CON(C_A, R_A)$, unde $(C_A, R_A) = (1/\bar{\sigma}_{CG}, 1/\bar{\sigma}_{CG})$, pentru algoritmul CG și $(C_A, R_A) = (1/\bar{\sigma}_{WLS}, (1-\bar{\sigma}_{WLS})/\bar{\sigma}_{WLS})$ pentru algoritmul WLS. C_A și R_A depind de parametrii aleși de proiectant și pot fi făcuți oricît de mari. Creșterea robusteței are loc însă cu prețul reducerii vitezei de convergență a algoritmului.

Condițiile de conicitate pot fi satisfăcute fără modificarea dinamicii dorite a reglării prin filtrarea erorii, $e_t^f = Le_t$, $L \in R[q^{-1}]$. În practică, adesea există paraziți care induc întîrziere de fază la frecvențe înalte. În aceste cazuri, L se alege cu avans maxim de fază în gama paraziților.

Cerințele $H_2 \in A$ și $e_t^* \in L_2$ reflectă compromisul tradițional între *performanță* (în sensul plasării polilor, de exemplu $H_2 \rightarrow 1$) și *rejecția perturbațiilor*. Din punct de vedere practic, $e_t^* \in L_2$ înseamnă că există $\theta_* \in \theta_{LS}$ astfel încît $C_R B$ — C și $C_R S_*$ conțin modelele interne ale referinței și respectiv, perturbației. Este deci necesar ca ordinele acestor modele să fie mai mici decît ordinele corespunzătoare ale regresorilor din regulator.

În practică trebuie luate în considerare cel puțin două fenomene care nu satisfac ipotezele de linearitate și invarianță impuse de teorie, și anume: saturarea intrării și deriva parametrilor procesului. Saturarea semnalului de comandă are efecte negative întrucît estimatorul tinde să identifice un proces cu amplificare nulă. Se poate realiza ca procesul să rămînă în zona lineară prin modificarea netedă a referinței. Pentru a evita variațiile rapide ale estimațiilor în prezența modificării lente a parametrilor procesului s-a dovedit utilă filtrarea estimațiilor printr-un filtru propriu stabil și invers stabil.

În lucrare sînt prezentate numeroase exemple, ilustrînd avantajele adoptării modificărilor discutate.

Lucrarea 14.4/G4 prezintă metode de proiectare a regulatoarelor robuste urmărind maximizarea probabilității ca parametrii polinomului caracteristic $p(z) = z^k + h_1 z^{k-1} + \ldots + h_k$ al sistemului închis să rămînă într-o regiune dorită, considerată, pentru ilustrare, *domeniul de stabilitate.* Fie procesul reprezentat de ecuația

$$A(q^{-1})y_k = B(q^{-1})u_k \tag{12}$$

unde A(.) și B(.) sînt polinoame cu coeficienții a_i, $i=,\ldots,n$, $a_0=1$, respectiv, b_j, $j=1,\ldots,m$. Ecuația comenzii este

$$F(q^{-1})u_k = G(q^{-1})y_k + D \tag{13}$$

unde F(.) și G(.) sînt polinoame cu coeficienții f_i, $i=0,\ldots,s$, $f_0=1$, respectiv, g_j, $j=0,\ldots,r$, iar D este un semnal proiectat astfel încît y să atingă valoarea de regim staționar dorită. Funcția de transfer a sistemului închis este $Y(z)/D(z) = B(z)/H(z)$, unde H(z) are coeficienții h_i, $i=0,\ldots,k$, $h_0=1$, iar $k=\max(n+s, m+r)$. Între coeficienții polinomului caracteristic și coeficienții modelelor (12) și (13) se poate stabili ușor relația matricială $h=a+Mv$, unde $h^T=(h_1,\ldots,h_k)$, $a^T=(a_1,\ldots,a_n,0,\ldots,0)$, $v^T=(g_0,\ldots,g_r,f_1,\ldots,f_s)=(g^T,f^T)$, iar $M \in R^{k \times (r+s+1)}$ este o matrice în care intervin doar coeficienții a_i, $i=0,\ldots,n$ și b_j, $j=1,\ldots,m$, dată în lucrare. Se definește, de asemenea, vectorul $\beta^T=(b_1,\ldots,b_m,a_1,\ldots,a_n)$.

Se știe că domeniul de stabilitate pentru vectorul $h \in R^k$ conține originea, este contractibil și este mărginit de trei hiperplane, două dintre ele de dimensiune n—1, corespunzător polilor $z=\pm 1$, și al treilea de dimensiune n—2, corespunzînd unei perechi de poli complecși pe cercul unitate. Ecuațiile acestor trei hiperplane sînt indicate în lucrare.

Dacă se presupune că distribuția de probabilitate f(h) a lui h este gaussiană, atunci aceasta este definită de valoarea medie a lui h, $\overline{h}=\overline{H}v+\overline{a}$ (unde bara denotă media), și de matricea de covarianță $C=\overline{\Delta h \Delta h^T}$, unde $\Delta h = h - \overline{h}$. (C se poate exprima în raport de ΔB.) Probabilitatea stabilității este dată de $P_S=\int_S f(t)dt$, unde S este domeniul de stabilitate. În principiu, se poate aplica un algoritm de maximizare a lui P_S în raport cu v, pentru a obține soluția căutată. Totuși, pentru sisteme de ordin mare, această abordare directă este dificilă. În lucrare sînt prezentate două metode alternative:

— *Metoda dispersiei minime* în jurul punctului c de maximă distanță față de frontiera stabilității, care minimizează criteriul

$$J_1=E\{(c-h-\Delta h)^T W(c-h-\Delta h)\}$$

unde W este o matrice de ponderare, iar Δh este abaterea corespunzătoare variațiilor parametrilor $\Delta\beta$. Soluția optimală este dată de $v^*=-Q^{-1}q$, unde $Q=H^TWH+ +E\{\Delta H^T W \Delta H\}$ și $q=H^TW(a-c)+E\{\Delta H^T W \Delta b\}$.

— *Metoda raportului minim* minimizează criteriul $J=\sum_{i=1}^{3} \frac{\overline{\Delta d_i^2}}{\overline{d}_i^2}$, unde d_i este distanța de la h la frontiera a i-a a lui S, iar $\overline{\Delta d_i^2}$ este dispersia lui d_i, datorată dispersiei lui β. În lucrare se indică modalitatea de rezolvare a acestei probleme de optimizare.

Rezultatele numerice prezentate arată că a doua metodă se comportă aproape la fel de bine ca metoda directă de maximizare a probabilității.

Lucrarea 14.4/G5 discută o metodă pentru a trata modificările mari ale parametrilor în conducerea adaptivă. Este utilizată o nouă procedură de detecție a schimbării modelului procesului, adecvată acestei aplicații speciale, iar amplificarea estimatorului este mărită ori de cîte ori se detectează o schimbare.

Capacitatea de a urmări variațiile în timp ale modelului procesului este unul dintre avantajele principale ale regulatorului adaptiv, în comparație cu regulatoarele cu parametri fixați. În mulțimea variațiilor admisibile se pot distinge două categorii: schimbări lente și schimbări mari, care apar rareori. Variațiile lente ale parametrilor pot fi tratate prin reinițializarea repetată a estimării, sau prin introducerea unui factor de uitare, provocînd ponderea exponențial descrescătoare a măsurărilor vechi. Schimbările mari ale parametrilor pot fi tratate într-o manieră diferită, întrucît ele pot fi detectate.

Se consideră un proces descris prin modelul

$$y(t)=\theta^T(t-1)\varnothing(t)+e(t) \tag{14}$$

unde $\theta(t)$ este un vector al parametrilor, $\varnothing(t)$ este un vector conținînd intrările și ieșirile trecute ale procesului, iar $\{e(t)\}$ este un șir perturbator de variabile aleatoare independente, cu distribuție de probabilitate simetrică (de exemplu, zgomot alb). Adesea, e(t) reprezintă zgomotul echivalent la ieșire, în general dependent de $\theta(t)$, a diferitelor surse de zgomot din proces.

Asupra procedurii de detecție se impun următoarele cerințe:

1) Momentele cînd apar schimbările nu sînt cunoscute.
2) Nu se cunoaște natura schimbărilor.
3) Detecția să poată fi repetată în noile condiții de funcționare.
4) Schimbarea nivelului zgomotului să nu perturbe detecția.

Cerința importantă 4) elimină majoritatea metodelor de detecție folosind ca

şir de test şirul rezidual $\{\varepsilon(t)\}$, $\varepsilon(t)=y(t)-\hat{y}(t)$, $\hat{y}(t)$ fiind ieşirea prezisă; aceste metode mai au şi alte deficienţe, ca de exemplu, necesitatea cunoaşterii statisticilor lui $\{e(t)\}$.

Noua metodă de detecţie prezentată în lucrare se poate asocia oricărei scheme de estimare. Se consideră schema recursivă a celor mai mici pătrate cu factor de uitare constant, care este cea mai frecvent utilizată în practică.

$$\hat{\theta}(t)=\hat{\theta}(t-1)+P(t)\varnothing(t)\varepsilon(t),\quad \varepsilon(t)=y(t)-\hat{y}(t)=\tilde{\theta}^T(t-1)\varnothing(t)+e(t)$$

$$P(t)=\left[P(t-1)-\frac{P(t-1)\varnothing(t)\varnothing^T(t)P(t-1)}{\lambda+\varnothing^T(t)P(t-1)\varnothing(t)}\right]/\lambda+\beta(t)I,\quad \lambda>0,\ \beta(t)\geqslant 0 \tag{15}$$

unde $\tilde{\theta}(t-1)=\theta(t-1)-\hat{\theta}(t-1)$ şi presupunem deocamdată că $\beta(t)=0$. Dacă $\theta(t)$ este constant, obţinem $\Delta\tilde{\theta}(t)=\tilde{\theta}(t)-\tilde{\theta}(t-1)=-\hat{\theta}(t)+\theta(t-1)\triangleq-\Delta\hat{\theta}(t)$. Metoda de detecţie propusă se bazează pe statisticile lui $\{\Delta\hat{\theta}(t)\}$. Întrucît $\Delta\hat{\theta}(t)=P(t)\varnothing(t)\,[\tilde{\theta}^T(t-1)\varnothing(t)+$ $+e(t)]$, estimaţiile se actualizează în direcţia vectorului $P(t)\varnothing(t)$. Cînd nu se produc schimbări parametrice, probabilităţile direcţiei pozitive şi negative sînt egale, anume 0,5, astfel încît $P[\Delta\hat{\theta}^T(t)\Delta\hat{\theta}(t-1)>0]\approx P[\Delta\hat{\theta}^T(t)\Delta\hat{\theta}(t-1)<0]$, unde P denotă măsura de probabilitate. Acest lucru este argumentat în lucrare, separat pentru cazurile $\lambda=1$ şi $\lambda<1$ $(\lambda\approx 1)$, considerînd că în funcţionarea normală nu trebuie să existe corelaţie între incrementele estimaţiilor. Dacă însă $\hat{\theta}(t)$ nu este apropiat de $\theta(t)$, deci dacă s-a produs o schimbare, parametrii estimaţi vor fi conduşi spre noi valori şi are loc inegalitatea $P[\Delta\hat{\theta}^T(t)\Delta\hat{\theta}(t-1)>0]>P[\Delta\hat{\theta}^T(t)\Delta\hat{\theta}(t-1)<0]$.

În implementare se utilizează şirul de test $s(t)=\text{sign}\,[\Delta\hat{\theta}^T(t)w(t-1)]$, unde $w(t)=\gamma_1 w(t-1)+\Delta\hat{\theta}(t-1)$, $0\leqslant\gamma_1<1$, este o sumă ponderată a ultimelor incremente ale estimaţiilor. Funcţia sign face ca şirul de test să fie insensibil la dispersia zgomotului. În funcţionarea normală $s(t)$ are aproximativ o distribuţie simetrică bilopară, luînd una din valorile 1 sau -1. Cînd s-a produs o schimbare, distribuţia nu mai este simetrică, dar valorile $+1$ predomină faţă de -1. Introducînd variabila aleatoare $r(t)=\gamma_2 r(t-1)+(1-\gamma_2)s(t)$, $0\leqslant\gamma_2<1$, $r(t)$ are medie apropiată de zero sau este pozitivă, după cum estimaţiile parametrilor sînt apropiate sau nu de valorile reale. Valoarea lui γ_2 determină compromisul între viteza detecţiei şi securitatea împotriva alarmelor false. Pentru γ_2 apropiat de 1, $r(t)$ are o distribuţie aproximativ gaussiană, cu dispersia $\sigma_2=(1-\gamma_2)/(1+\gamma_2)$. Dacă $r(t)$ depăşeşte un anumit prag r_0 se conclude că s-a produs o schimbare; intervalul de încredere este determinat de valoarea r_0, iar r_0 este calculat direct ca funcţie de frecvenţa acceptată a alarmelor false.

Dacă s-a detectat o schimbare a parametrilor procesului se măreşte amplificarea estimatorului, pentru a-i spori performanţele. În acest scop, se foloseşte formula (15) cu $\beta(t)\neq 0$, asigurînd astfel creşterea instantanee a lui $P(t)$ şi actualizarea parametrilor în direcţia lui $\varnothing(t)$. Valoarea lui $\beta(t)$ se determină din relaţia $\beta(t)=[\nu_0(t)-\nu(t)]/\varnothing^T(t)\varnothing(t)$, unde $\nu_0(t)=\lambda/[\lambda+\varnothing^T(t)P(t-1)\varnothing(t)]$, iar $\nu(t)$, $0<\nu(t)\leqslant\nu_0(t)$ este ales de exemplu ca funcţie lineară de semnificaţia alarmei false. În funcţionarea normală se pune $\beta(t)=0$.

În lucrare se prezintă unele rezultate obţinute în simulare, pentru reglarea nivelului într-un rezervor utilizînd tehnica de detecţie/estimare propusă.

Lucrarea 14.4/G6 studiază conducerea adaptivă a sistemelor ale căror proprietăţi dinamice se modifică rapid la momente de timp aparent aleatoare. Utilizarea unui sistem de tipul celor mai mici pătrate cu factor de uitare nu este adecvată.

Se consideră că sistemul poate fi descris de ecuaţia (14), unde $\{e(t)\}$ este modelat ca zgomot alb gaussian cu medie nulă. Se presupune că $\theta(t)$ poate lua valori într-o mulţime finită de vectori fixaţi, $\theta(t)\in\{\theta_1, \ldots, \theta_M\}$, variaţiile fiind controlate de o variabilă stohastică ξ_t (numită *variabilă de regim*), astfel încît $\theta(t)=\theta_k$, dacă $\xi_t=k$, $k=1, \ldots, M$. Se consideră că ξ_t este un lanţ Markov cu M stări, iar Q este matricea probabilităţii de tranziţie. Ecuaţia (14) se poate rescrie

$$y(t)=\theta^T_{\xi_t}\varnothing(t)+e(t)$$

Se propune următorul set de algoritmi de estimare a parametrilor, $k=1,\dots,M$

$$\hat{\theta}_k(t)=\hat{\theta}_k(t-1)+P_k(t)\varnothing(t)\varepsilon_k(t)\mu_k(t),\quad \varepsilon_k(t)=y(t)-\hat{\theta}_k^T(t-1)\varnothing(t)$$

$$P_k(t)=P_k(t-1)-\frac{P_k(t-1)\varnothing(t)\varnothing^T(t)P_k(t-1)}{1+\varnothing^T(t)P_k(t-1)\varnothing(t)}\mu_k(t)$$

unde μ_k este o estimație a funcției Kronecker δ_{k,ξ_t} ($=1$ pentru $\xi_t=k$ și 0, altfel). Sînt discutate două metode pentru determinarea lui μ_k:

— *Metoda erorii de predicție minime* (sau regula 0/1), în care se ia $\mu_j=1$, pentru $j=k$ și $\mu_j=0$, pentru $j\neq k$, unde k este astfel încît $\varepsilon_k^2(t)<\varepsilon_l^2(t)$, $\forall l\neq k$.

— *Metoda probabilității a posteriori* a evenimentelor $\{\xi_t=k\}$, $\pi_k(t|t)=P(\xi_t=k|\varnothing(s),\ s\leqslant t\}=E\{\delta_{k,\xi_t}|\varnothing(s),\ s\leqslant t\}$, calculează recursiv $\pi_k(t|t)$ utilizînd funcția densității de probabilitate a zgomotului și matricea Q, iar apoi obține estimația pentru $\mu_k(t)$. Metoda nu este însă prezentată clar și complet în original.

Fie $u(t)=\mathscr{Q}\{\theta,\varnothing(t),r(t)\}$ legea de comandă utilizată dacă θ ar fi un vector constant cunoscut, unde r(t) este semnalul de referință. Regulatorul adaptiv este

$$u(t)=\mathscr{Q}\left\{\left(\sum_{k=1}^{M}\sigma_k(t)\hat{\theta}_k(t)\right)\varnothing(t),\ r(t)\right\},$$

unde $\sigma_k(t)$ este o estimație a lui δ_{k,ξ_t}, de exemplu $\sigma_k(t)=\pi_k(t|t-1)$. Se afirmă că nu se poate lucra cu $\sigma_k(t)=\mu_k(t)$, dar argumentarea făcută este neconvingătoare.

Schema de estimare propusă are o complexitate de M ori mai mare decît cea utilizată de un regulator autoacordabil și nu necesită multă informație a priori. Matricea Q se poate alege ad-hoc, dar se recomandă a fi cu dominanță diagonală pronunțată. Q poate influența viteza de detecție a variațiilor parametrilor.

Sistemele cu variații bruște ale parametrilor apar frecvent în practică, de exemplu: fluctuații în calitatea materiei prime, variații de sarcină, sisteme neliniare la care punctul de funcționare se schimbă frecvent. Pentru astfel de sisteme, este mai avantajos să se modeleze variațiile ca alternative între vectori fixați, decît să se încerce urmărirea variațiilor cu un singur model. Acest lucru este ilustrat pentru un exemplu simulat și pentru un proces real continuu — laminare la rece — la care au loc variații *continue* ale parametrilor; de exemplu, densitatea materialului la intrare în laminor are variații relative în plaja 1—20. În ambele cazuri, ordinul procesului este 2, iar M=2. Deși procesul real nu poate fi descris exact în clasa de sisteme considerată, rezultatele prezentate sînt mult superioare celor obținute cu cel mai bun regulator autoacordabil.

Noi algoritmi și metode de calcul

Lucrările prezentate în *secțiunea 14.4/H* a Congresului 9 IFAC au abordat următoarea problematică: calculul paralel utilizînd procesoare VLSI pentru actualizarea factorizării matricei de covarianță a estimațiilor (lucrarea [14.4/H1]); minimizarea on-line explicită a criteriului de performanță pentru acordarea regulatoarelor nelineare [14.4/H2]; proiectarea unui observator adaptiv cu viteză specificată de convergența exponențială pentru un sistem multivariabil [14.4/H3]; convergența unui algoritm de minimizare de tip aproximație stohastică cu gradient mediat și cu ajustarea automată a pasului [14.4/H4]; utilizarea factorizărilor de tip rădăcină pătrată și UDU^T (sau LDL^T) a matricei de covarianță (sau a inversei acesteia) în algoritmii de conducere adaptivă [14.4/H5]; convergența metodelor mixte de estimare, combinînd proceduri de aproximație stohastică și de iterare recursivă [14.4/H6].

Lucrarea 14.4/H1 prezintă o structură de calcul paralel de tip sistolic pentru implementarea unui nou algoritm pentru etapa de actualizare după măsurări a filtrului Kalman. Ecuațiile de actualizare sînt

$$\hat{x}_{i|i} = \hat{x}_i + K_{f,i}(y_i - H_i\hat{x}_i),\ i \geqslant 0,\ \hat{x}_0 = 0,\ K_{f,i} = P_i H_i^T R_{e,i}^{-1}$$

$$P_{i|i} = P_i - P_i H_i^T R_{e,i}^{-1} H_i P_i,\ P_0 = \pi_0,\ R_{e,i} = H_i P_i H_i^T + R_i$$

unde $\hat{x}_i$ $(\hat{x}_{i|i}) \in R^n$ este estimația lineară prin cele mai mici pătrate a stării x_i la momentul de timp i, bazată pe observațiile $\{y_0, y_1, \ldots, y_{i-1}\}$ (respectiv $\{y_0, y_1, \ldots, y_i\}$), iar P_i $(P_{i|i})$ este matricea de covarianță asociată. Autorii pornesc de la observația identității a două factorizări bloc-LDU

$$\begin{bmatrix} I & 0 \\ K_{f,i} & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{e,i} & 0 \\ 0 & P_{i|i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & K_{f,i}^T \\ 0 & I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & H_i \\ I & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_i & 0 \\ 0 & P_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & 0 \\ H_i^T & I \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} R_{e,i} & H_i P_i \\ P_i H_i^T & P_i \end{bmatrix} = M$$

de unde rezultă că există o matrice ortogonală θ (sau θ_D corespunzătoare) așa încît

$$\begin{bmatrix} 0 & HL \\ L_R & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_R & 0 \\ 0 & D \end{bmatrix}^{1/2} \theta = \begin{bmatrix} L_R & 0 \\ K_f L_{R_e} & L_+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{R_e} & 0 \\ 0 & D_+ \end{bmatrix}^{1/2}$$

$$\left(\begin{bmatrix} L_R & HL \\ 0 & L \end{bmatrix} \theta_D = \begin{bmatrix} L_{R_e} & 0 \\ K_f L_{R_e} & L_+ \end{bmatrix} \right) \qquad (1)$$

unde s-au utilizat factorizările LDL^T: $R = L_R D_R L_R^T$, $P_i = LDL^T$, $P_{i|i} = L_+ D_+ L_+^T$, $R_e = L_{R_e} D_{R_e} L_{R_e}^T$. Matricea θ_D se obține ca produs de rotații plane modificate, care nu conțin rădăcini patrate. În lucrare se descriu detaliile algoritmului și se arată că în cazul unei măsurări scalare ($p=1$, $H=h^T$, $L_R = L_{R_e} = 1$, $R=r$, $R_e = r_e$) se obține de fapt algoritmul de actualizare al lui Bierman

Calculează: $b^T = h^T L$

Inițializează: $a_n = 0$ $(a \in R^n)$, $d_n = r$ (scalar)

Iterează pentru $j = n, n-1, \ldots, 1$

$$d_{j-1} = d_j + b^2[j]D[j]$$

$$D_+[j] = d_j D[j]/d_{j-1}$$

$$s_j = b[j]D[j]/d_{j-1}$$

$$L_+[\cdot, j] = L[\cdot, j] - b[j]a_j$$

$$a_{j-1} = a_j + s_j L_+[\cdot, j]$$

unde notația în paranteze drepte se referă la un element de matrice sau vector. Decurgerea algoritmului utilizînd rotații plane permite însă extinderea la cazul măsurărilor vectoriale ($p > 1$) și sugerează arhitectura de calcul paralel propusă, reprezentată în fig. 6 pentru cazul $n=4$.

Așa cum sugerează ecuațiile (1), structura de calcul conține patru părți: 1) o coloană de n procesoare elementare (PE), în stînga figurii, care calculează produsul

scalar $h^TL=b^T$; 2) un procesor, sus, care determină parametrii transformării elementare $\theta_D(1, j+1)$: d_{j-1}, s_j, $D_+[j]$; 3) o coloană de n PE, în dreapta, care aplică transformarea; 4) o rețea de întîrziere, care întîrzie valorile lui L pînă în momentul potrivit pentru aplicarea transformării. Fiecare PE realizează o funcție de calcul foarte simplă. De exemplu, un procesor din coloana din stînga primește la tactul i intrările L[.,.] și b[.], iar la tactul i+1 furnizează ieșirile L[.,.] (nemodificată) și b[.]+h[.]L[.,.]. Procesorul pentru calculul parametrilor transfor-

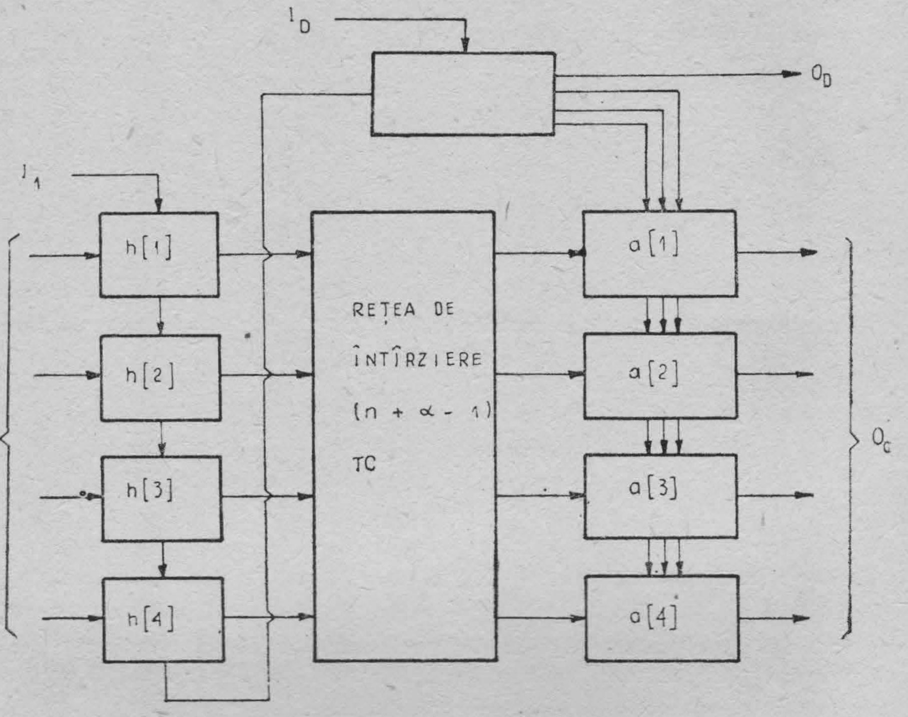


Fig. 6. Tablou de tip sistolic pentru măsurare scalară (n=4).

mării conține patru PE, numai unul avînd memorie. Întreaga arhitectură de calcul este prezentată detaliat în lucrare. Intrările I_0, I_1 și I_D sînt descrise de *matricile de intrare*

$$I_0=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & L[2,1] & 1 \\ 0 & L[3,1] & L[3,2] & 1 \\ L[4,1] & L[4,2] & L[4,3] & 1 \end{bmatrix}, \quad I_1=[0\ 0\ 0\ 0],\ I_D=[D[1]\ D[2]\ D[3]\ D[4]\ r]$$

unde la fiecare moment de timp se prelucrează o coloană, începînd din dreapta. Matricile corespunzătoare ieșirilor, 0_0 și 0_D sînt similare (se înlocuiește L cu L_+, D cu D_+ și r cu 0).

Structura de calcul este extinsă în lucrare pentru a încorpora actualizarea stării și pentru cazul $p>1$. Arhitectura propusă se poate implementa pe elemente de prelucrare VLSI standard (programabile). Pentru $p=1$, timpul total de calcul

este de $(3n+\alpha)TC$, unde TC este timpul cerut de cel mai simplu PE pentru a prelucra intrarea. TC poate fi foarte mic, întrucît se realizează operații foarte simple. Întreaga arhitectură utilizează $2n+4$ PE și o rețea de întîrziere. Cu un singur procesor serie, timpul de calcul ar fi fost de ordinul $1{,}5n^2$. Pentru $p>1$, soluția paralelă necesită $0(np)$ PE și $0(\max(n,p))$ timp de calcul, în comparație cu $0(\max(n^2p, np^2, p^3))$, pentru implementarea pe un singur procesor. Soluția propusă oferă flexibilitate, de exemplu parametrul α poate fi ajustat pentru a lua în considerare diferite întîrzieri în transmiterea semnalelor. De asemenea, indicele de utilizare a PE este de 100%.

Lucrarea 14.4/H2 prezintă o metodă de minimizare explicită on-line a criteriului de performanță a conducerii în raport cu parametrii regulatorului. Metoda se bazează pe aproximație stohastică și poate fi aplicată unei clase mari de regulatoare lineare sau nelineare.

Principalele abordări ale conducerii adaptive, cu model etalon și cu regulatoare autoacordabile realizînd plasarea polilor și zerourilor, nu permit realizarea unui bun compromis între comportarea ieșirii și energia intrării, deoarece este greu să se aleagă dinainte configurația poli-zerouri adecvată. O modalitate de a rezolva această problemă este de a defini un criteriu direct în funcție de semnalele de intrare și de ieșire și de a găsi apoi regulatorul optimal. Pentru criterii pătratice se pot utiliza tehnicile regulatoarelor autoacordabile, dar pentru criterii mai generale, abordarea este nepractică. În lucrare se propune o metodă pentru minimizarea on-line a criteriului prin actualizarea parametrilor regulatorului în direcția gradientului negativ, avînd avantajul că permite utilizarea regulatoarelor nelineare, sau tratarea nelinearităților (de exemplu, saturația). Informațiile necesare despre dinamica procesului se obțin prin identificare.

Se consideră sistemul monovariabil

$$y(t)=\theta_0^T \varnothing(t)+v(t) \tag{2}$$

unde $\varnothing^T(t)=[-y(t-1), \ldots, -y(t-n), u(t-1), \ldots, u(t-m)]$, $\theta_0=[, \ldots, a_n, b_1, \ldots, b_m]$.
Se presupune că structura regulatorului este dată de

$$u(t)=h(\rho, y(t), \varnothing(t), \varnothing_r(t)) \tag{3}$$

unde ρ este vectorul parametrilor ajustabili, iar $\varnothing_r(t)$ conține semnalele externe. Se cere să se minimizeze în raport cu ρ criteriul

$$V(\rho)=E\{g(y(t, \rho), u(t, \rho))\}$$

unde $y(t, \rho)$ și $u(t, \rho)$ sînt traiectoriile corespunzătoare unui ρ fixat, iar media se ia peste $\{v(t)\}$ și $\{\varnothing_r(t)\}$. Echivalent, se rezolvă

$$O=V'(\rho)=E\{g'_y(y(t, \rho), u(t, \rho))\, y'(t, \rho)+g'_u(y(t, \rho, u(t, \rho))\, u'(t, \rho)\}$$

unde g'_y și g'_u sînt derivatele lui g în raport cu y, respectiv u, iar y' și u' sînt derivatele în raport cu ρ, care se pot obține din (2) și (3). Pentru a rezolva această problemă se utilizează un algoritm de aproximație stohastică

$$\rho(t)=\rho(t-1)-\gamma(t)R^{-1}(t)V'(\rho(t-1))$$

unde $R(t)>0$ și $\{\gamma(t)\}$ este un șir scalar. Mediile în V și V′ pot fi înlocuite cu valorile eșantionate; întrucît semnalele $y(t, \rho)$, $u(t, \rho)$ nu sînt realizate efectiv (pentru ρ constant), în calcule se înlocuiește ρ cu valoarea lui curentă; de asemenea, în locul lui θ_0 se utilizează o estimație $\{\hat{\theta}(t)\}$ a dinamicii procesului. Algoritmul propus este următorul

$$u(t)=h(\rho(t-1), y(t), \varnothing(t), \varnothing_r(t)$$

$$y'(t)=\hat{\theta}^T(t)\varnothing'(t)$$

$$u'(t)=h'_\rho(\rho(t-1), y(t)\varnothing_r(t))+h'_y(\rho(t-1), y(t),\varnothing(t), \varnothing_r(t))y'(t)+h'_\varnothing(\rho(t-1), y(t), \varnothing(t), \varnothing_r(t))\varnothing'(t)$$

$$\rho(t)=\rho(t-1)-\gamma(t)R^{-1}(t)[y'^T(t)g_y'^T(y(t), u(t))+u'^T(t)g_u'^T(y(t), u(t))].$$

Proprietățile de convergență ale acestui algoritm pot fi analizate cu ajutorul metodei lui Ljung, care studiază sistemul de ecuații diferențiale asociat. Rezultă că pentru $t\to\infty$, $\rho(t)$ converge cu probabilitate 1 (c.p. 1) la un minim local al lui V, în ipoteza că $\hat{\theta}(t)\to\theta_0$ c.p. 1, cînd $t\to\infty$. Pentru asigurarea convergenței estimațiilor parametrilor se propune folosirea unei metode a variabilei instrumentale și injectarea în sistem a semnalului de comandă $\bar{u}(t)=u(t)+w(t)$, unde $\{w(t)\}$ este un șir extern mărginit, de tip zgomot alb, necorelat cu $\{v(t)\}$ Semnalul $\{w(t)\}$ poate fi ales suficient de mic astfel încît să nu afecteze sensibil comportarea sistemului în buclă închisă. De remarcat că modelul zgomotului în proces nu trebuie identificat.

Metoda propusă determină un minim local al lui V pentru structura dată a regulatorului. Dacă această structură este însă necorespunzătoare, performanțele sistemului pot fi nesatisfăcătoare, deși regulatorul este optimal. Pentru a obține unele indicații privind alegerea parametrizării regulatorului, în lucrare se sugerează determinarea secvențelor de comandă pentru sistemul (2) cu $v(t)\equiv 0$, minimizînd $V_1=\sum_{t=0}^{N} g(y(t), u(t))$, cu N foarte mare, pentru diferite puncte inițiale în spațiul stărilor, și analizarea graficului lui u(x), în funcție de starea x. Pentru minimizarea lui V_1 se presupune cunoscută structura sistemului condus (structuri tipice sînt: sisteme stabile sau instabile cu poli reali sau complecși, sisteme de fază minimă sau neminimă).

În lucrare se prezintă două exemple numerice ilustrative. În al doilea exemplu se introduce limitarea semnalului de comandă. Rezultatele indică funcționarea bună a strategiei obișnuite, intuitive, care utilizează principiul dispersiei minime și limitarea acțiunii de comandă, dacă aceasta este prea mare.

Lucrarea 14.4/H3 propune o metodă de proiectare a unui observator adaptiv pentru un sistem multivariabil, cu o viteză de convergență exponențială specificată. Observatorul este bazat pe o anumită parametrizare, care permite aplicarea schemelor pentru sistemele cu o singură ieșire. Se identifică un număr minimal de parametri necunoscuți ai procesului.

Se consideră un proces linear, invariant, *stabil*, de ordin n cunoscut, cu r intrări și m ieșiri independente, descris de modelul canonic $\dot{x}(t)=Ax(t)+Bu(t)$, $x(0)=x_0$, $y(t)=C_x^T(t)$. Presupunînd indicii de observabilitate n_i cunoscuți, reprezentarea canonică observabilă poate fi descompusă în m subsisteme

$$\dot{x}_i=A_{ii}x_i+\sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{m} A_{ij}x_j+\sum_{k=1}^{r} b_{ik}u_k, \quad y_i=\sum_{j=1}^{m} C_{ij}^T x_j, \quad i=1, \ldots, m \tag{4}$$

unde

$$A_{ii}=\left[a_{ii}\left|\begin{matrix}1 & & \\ & \ddots & 1\\ 0 & \ldots & 0\end{matrix}\right.\right], \; A_{ij}=\left[a_{ij}\left|\begin{matrix}0 & \ldots & 0\\ \vdots & & \vdots\\ 0 & \ldots & 0\end{matrix}\right.\right], \; C_{ii}^T\triangleq c_{ii}^T=[1\ 0\ldots 0], \; C_{ij}^T=[c_{ij}\ 0\ldots 0]$$

cu a_{ii}, $a_{ij}\in R^{n_i}$ $(n_1+\ldots+n_m=n)$, a_{ij} include n_j parametri necunoscuți și dacă $n_i>n_j$ $(i\neq j)$, primele n_i-n_j elemente din a_{ij} din a_{ji} sînt 0; de asemenea, $c_{ij}=0$ pentru $i<j$, sau pentru $i>j$, dacă $n_{ij}\geqslant n_j$. Se definesc semnalele filtrante de dimensiune n_i,

$$\dot{v}_{ij}=K_i^T v_{ij}+c_{ii}y_j, \quad v_{ij}(0)=0 \tag{5}$$

$$\dot{w}_{ij}=K_i^T w_{ik}+c_{ii}u_k, \quad w_{ik}(0)=0$$

unde $K_i=\begin{bmatrix} k_{i1} & \begin{matrix} 1 & & \\ & \ddots & 1 \\ 0 & \ldots & 0 \end{matrix} \end{bmatrix}$ este o matrice stabilă de ordinul n_i. Fie $S=\begin{bmatrix} 1 & 0 & & \\ c_{21} & 1 & & \\ \vdots & & \ddots & 1 \\ c_{m1} & \ldots & c_{m,m-1} & \end{bmatrix}$.

În lucrare se deduce următoarea parametrizare

$$y_i(t)=\varnothing_i^T(t)\theta_i+f_i(t), \quad i=1, \ldots, m \tag{6}$$

unde $\varnothing_i=[y_1, \ldots, y_{i-1}, v_{i1}^T, \ldots, v_{im}^T, w_{i1}^T, \ldots, w_{ir}^T]^T \xi] \in R^{p_i}, \; p_i=n_i(m+r)+(i-1)$ (7)

$$\theta_i=[-s_{i1}, \ldots, -s_{i,\,i-1}, d_{i1}^T, \ldots, d_{im}^T, b_{i1}^T, \ldots, b_{ir}^T], \; f_i(t)=c_{ii}^T \exp(K_i t)x_i(0). \tag{8.a}$$

Există şi relaţia $[a_{i1}, \ldots, a_{ii}-k_{ii}, a_{i,i+1}, \ldots, a_{im}]=[d_{i1}, \ldots, d_{im}]S.$ (8.b)

Parametrizarea (6) permite extinderea unei tehnici de proiectare a observatoarelor aplicabilă în cazul sistemelor cu o singură ieşire. Observatorul propus este dat de filtrele (5), semnalul $\varnothing_i$ din (7) şi de relaţiile

$$\dot{R}_i=-\psi R_i+\varnothing_i\varnothing_i^T, \; R_i(0)=R_{i0}>0, \; R_i \in R^{p_i \times p_i}, \; \psi>0$$

$$\dot{\varepsilon}_i=-(\psi+\xi)\varepsilon_i+e_i\varnothing_i, \; \varepsilon_i(0)=0, \; \varepsilon_i \in R^{n_i}, \; e_i=\hat{y}_i-y_i, \; \hat{y}_i=\varnothing_i^T(t)\hat{\theta}_i(t)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_i=-\xi R_i^{-1}\varepsilon_i, \; \xi>0.$$

Dacă în relaţiile (8) punem simbolul „ ^", din $\hat{\theta}_i(t)$ se pot obţine estimaţiile curente ale parametrilor, $\hat{a}_{ij}$ şi $\hat{b}_{ik}$, iar $\hat{c}_{ij}$ sînt obţinuţi din definiţia lui $\hat{S}$.

Estimaţia stării este dată de

$$\hat{x}_i(t)=\sum_{j=1}^{m} P_{ij}(t)\hat{d}_{ij}+\sum_{k=1}^{r} Q_{ik}(t)\hat{b}_{ik}$$

unde

$$P_{ij}(t)=\begin{bmatrix} c_{ii}^T \\ c_{ii}^T K_i \\ \vdots \\ c_{ii}^T K_i^{n_i-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{ij}^T(t) \\ v_{ij}^T(t) K_i \\ \vdots \\ v_{ij}^T(t) K_i^{n_i-1} \end{bmatrix}$$

iar $Q_{ik}(t)$ este dat de o realţie similară (se înlocuieşte v_{ij} cu w_{ik}).

Se demonstrează următorul rezultat de *convergenţă exponenţială:*

Dacă există R_{-1}^i şi dacă u, R_i şi $||R_{-1}^i||$ sînt mărginite, atunci observatorul adaptiv identifică a_{ij}, b_{ik} şi c_{jj} şi estimează x_i, erorile convergînd la zero exponenţial cu viteza min(ψ, ξ, λ), unde λ este valoarea absolută maximă a părţilor reale ale valorilor proprii ale matricei K_i.

Dacă u este mărginit, atunci se arată că există lui R_{-1}^i şi mărginirea lui R_i şi $||R_{-1}^i||$ sînt asigurate dacă fiecare u_i include cel puţin $(n+n_0)/2$ frecvenţe care nu sînt comune cu frecvenţele incluse în alte u_j ($j \neq i$), unde $n_0=\max(n_i)$.

În lucrare este prezentat un exemplu de ordinul 3, ilustrînd efectul vitezei de convergenţă a parametrilor estimaţi şi a stării.

Lucrarea 14.4/H4 descrie un nou algoritm practic de aproximaţie stohastică pentru determinarea minimelor fără restricţii ale funcţiilor netede (stohastice). Fie $F : R^n \rightarrow R$ o funcţie netedă. Se presupune că se poate obţine în fiecare punct x^k un vector aleator $\xi^k = \nabla F(x^k) + r^k$, unde ∇F denotă gradientul, iar r^k este un zgomot cu medie nulă. Ideea algoritmului constă în aplicarea unui filtru auxiliar care mediază gradienţii stohastici ξ^i, $i \leqslant k$, observaţi pînă la momentul k şi produce direcţii pentru iterarea lui x_k. Mărimea paşilor şi coeficienţii filtrului se determină on-line, utilizînd informaţia achiziţionată. Metoda generează un şir de direcţii aleatoare d^k şi de puncte $x^k \in R^n$, $k=0, 1, \ldots$, cu formulele

$$d^k = (\xi^k + i_k \gamma_k d^{k-1})/(1+\gamma_k) \tag{9}$$

$$x^{k+1} = x^k - \min\{\tau_k(1+\gamma_k),\ t/|d^k|\} d^k$$

unde τ_k (>0) este mărimea pasului, γ_k (>0) este *coeficientul de agregare*, i_k este un coeficient luînd valorile 0 şi 1, $t>0$, iar $|\cdot|$ denotă norma euclidiană. Algoritmul este iniţializat cu x^0 şi $d^{-1}=0$. Din (9) rezultă că d^k este o combinaţie convexă de vectori nuli şi gradienţii stohastici precedenţi ξ^i, $i=0, 1, \ldots, k$. Paşii τ_k sînt determinaţi recursiv cu

$$\tau_k = \min\{\bar{\tau},\ \tau_{k-1}\exp(\min\{\eta,\ -\alpha u_k - j_k \delta \tau_{k-1}\})\}$$

unde $u_k = \langle \xi^k, \Delta x^k \rangle + |\Delta x^k|^2$, $\Delta x^k = x^{k-1}$, iar $\tau>0$, $\eta>0$, $\alpha>0$, $\delta>$ sînt parametri fixaţi. Coeficientul j_k este un multiplicator binar, $j_k \in \{0, 1\}$, cu $j_k=1$ dacă $|\Delta x^k| < \Delta_{min}$, cu $\Delta_{min}>0$. Coeficienţii $\{\gamma_k\}$ se calculează similar

$$\gamma_k = \min\{\bar{\gamma},\ \gamma_{k-1} \exp(-\beta v_k - j_k \varkappa \gamma_{k-1})\},\quad k \geqslant 2,\ \gamma_0 = \gamma_1 \geqslant 0$$

unde $v_k = i_{k-1}(\langle \xi^k, \Delta x^{k-1} \rangle + \langle \Delta x^k, \Delta x^{k-1} \rangle)$, $k \geqslant 2$, şi $\bar{\gamma} \geqslant 0$, $\varkappa > 0$.
Coeficienţii i_k sînt definiţi astfel: $i_k=0$, dacă $|\xi^{k-1}| > \sigma$, $\sigma > 0$; $i_k \in \{0, 1\}$, altfel.

Se fac următoarele ipoteze:

1) Există $L>0$ astfel încît $|\nabla F(x) - \nabla F(y)| \leqslant L|x-y|$, $\forall x, y \in R^n$.
2) Există constantele $\mu>0$, $m>0$, $M>0$ astfel încît $F(x) \geqslant m|\nabla F(x)|^{\mu} - M$, $\forall x \in R^n$.
3) $\lambda + \nu > 0$, unde $\lambda \geqslant 0$, iar ν este astfel încît $F(y) \geqslant F(x) + \langle \nabla F(x), y-x \rangle + \nu |y-x|^2$, A $x, y \in R^n$.
4) $E_k\{r^k\} = 0$ a.s., $\forall k \geqslant 0$, unde E_k denotă media condiţionată în raport cu σ-algebra generată de $\{x^0, \xi^0, \ldots, x^{k-1}, \xi^{k-1}, x^k\}$.
5) Există constantele $s_0>0$, $S>0$ astfel încît pentru orice $z \in R^n$ cu $|z| \leqslant s_0$, avem $E_k\{\exp(\langle r^k, z \rangle)\} \leqslant S$ a.s., $\forall k \geqslant 0$.

În lucrare se stabilesc proprietăţile şirurilor $\{z_k\}$ şi $\{\gamma_k\}$, proprietăţi cerute de obicei în algoritmii de aproximaţie stohastică. De asemenea, se obţine următorul rezultat de convergenţă general

Teorema 1. Există o mulţime de măsură nulă $\Omega_0 \subset \Omega$ astfel încît pentru $\forall \omega \notin \Omega_0$ se poate găsi o mulţime infinită de indici $\mathscr{K}$ pentru care $\lim_{\substack{k \to \infty \\ k \in \mathscr{K}}} \nabla F(x^k) = 0$. În plus,

$$\limsup_{k \to \infty} (F x^k) = \limsup_{\substack{k \to \infty \\ \nabla F(x^k) \to 0}} F(x^k).$$

În enunţ, Ω este spaţiul eşantion pe care este definit procesul x^k. Utilizînd Teorema 1 se pot obţine rezultate particulare, ca de exemplu

Teorema 2. În Ipotezele 1)—5) şi presupunînd că există o funcţie $\varnothing : R \rightarrow R$ astfel încît pentru orice $x \in R^n$, avem $F(x) - F_* \leqslant \varnothing(|\ F(x)|)$, cu $F_* = \inf F(x)$ şi $\varnothing(t) \rightarrow 0$

cînd $t \to \infty$, atunci $(Fx^k) \to F_*$ a.s. cînd $k \to \infty$. De asemenea, $(k+1)\tau_k \to 1/\delta$ și $(k+1)\gamma_k \to 1/\varkappa$ a.s. cînd $k \to \infty$.

În lucrare sînt prezentate două exemple numerice.

Lucrarea 14.4/H5 discută utilizarea tehnicilor de factorizare matricială în implementarea algoritmilor de conducere adaptivă multivariabilă discretă, care utilizează iterații de tipul celor mai mici pătrate (ponderate sau modificate). Sînt prezentate factorizările de tip rădăcină pătrată și de tip U-D, atît pentru matricea de covarianță, cît și pentru inversa acesteia *(matricea de informație)*.

Se consideră următoarele ecuații recurente

$$\theta(t)=\theta(t-1)+\frac{a(t)P(t-2)\varnothing(t-d)}{\lambda(t)+a(t)\varnothing^T(t-d)P(t-2)\varnothing(t-d)}[y(t)-\theta^T(t-1)\varnothing(t_k d)]^T \tag{10.a}$$

$$P(t-1)=\frac{1}{\lambda(t)}\left[P(t-2)-\frac{a(t)P(t-2)\varnothing(t-d)\varnothing^T(t-d)P(t-2)}{\lambda(t)a(t)\varnothing^T(t-d)P(t-2)\varnothing(t-d)}\right] \tag{10.b}$$

unde $\theta(\cdot)\in R^{p\times m}$ este o matrice a parametrilor, $y(\cdot)\in R^m$ este ieșirea procesului condus, $\varnothing(\cdot)\in R^p$ este vectorul regresorilor, conținînd informația curentă utilizată (intrări, ieșiri și alte semnale calculabile), $P(\cdot)\in R^{p\times p}$ este matricea de covarianță, $a(\cdot)$ și $\lambda(\cdot)$ sînt scalari pozitivi introduși pentru ponderarea și respectiv uitarea informației vechi. Ecuațiile sînt inițializate cu $\theta_0=\theta(0)$ și $P_{-1}=P(-1)>0$. Formulele recurente (10) apar și în probleme de estimare secvențială discretă. Din aplicațiile estimării parametrilor se știe că implementarea directă a relației de actualizare a matricei de covarianță (10.b) este numeric instabilă, putînd conduce chiar la pierderea pozitivității. Soluții numerice bune se pot obține prin factorizarea matricei P sau a inversei acesteia și prin actualizarea factorilor respectivi. Tehnici de factorizare similare au fost folosite și în implementarea metodelor cvasi-Newton pentru problemele de optimizare nelineară. Considerarea aspectelor numerice este foarte importantă în cazul algoritmilor de conducere adaptivă, pe de o parte deoarece aceștia trebuie să funcționeze on-line pe perioade de timp infinite, iar pe de altă parte, în implementare se utilizează adesea mini- sau microcalculatoare cu lungime de cuvînt mică.

Folosind (10.b), din (10.a) rezultă

$$\hat{\theta}=\lambda\hat{P}P^{-1}\theta+a\hat{P}\varnothing y^T \tag{11}$$

unde, pentru comoditate, am suprimat argumentele, iar mărimile actualizate sînt marcate cu simbolul „$\wedge$". Notînd $Q=P^{-1}$, din (11) și (10.b) obținem

$$\hat{Q}\hat{\theta}=\lambda Q\theta+a\varnothing y^T,\quad \hat{Q}=\lambda Q+a\varnothing\varnothing^T.$$

Se consideră întîi factorizarea de tip rădăcină patrată a lui Q, $Q=R^TR$, unde R este o matrice superior triunghiulară. Notăm $z=R\theta$ și fie G o matrice ortogonală astfel încît

$$G\begin{bmatrix}\lambda^{1/2}R\\ a^{1/2}\varnothing^T\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\hat{R}\\ 0\end{bmatrix} \tag{12}$$

unde $\hat{R}$ este matrice superior triunghiulară. Se arată că următoarea procedură actualizează estimația θ și factorizarea lui Q.

1) Se determină G astfel încît să satisfacă (12).

2) Se calculează $\hat{z}$ din $\begin{bmatrix}\hat{z}\\ *\end{bmatrix}=G\begin{bmatrix}\lambda^{1/2}z\\ a^{1/2}y^T\end{bmatrix}$.

3) Se rezolvă $\hat{R}\hat{\theta}=\hat{z}$.

Matricea G se poate obține ca produs a p rotații plane. În lucrare se prezintă în detaliu algoritmul de calcul și se indică modificările în subrutina SCHUD din pachetul LINPACK, necesare pentru a rezolva eficient cazul $\lambda\neq1$ și/sau $a\neq1$.

O procedură de calcul similară rezultă şi dacă se utilizează factorizarea LDL^T a lui Q, unde L este matrice inferior triunghiulară unitate, iar D este o matrice diagonală cu elemente diagonale pozitive. (Putem considera $R=D^{1/2}L^T$.) În acest caz matricea G se poate obţine ca produs a p rotaţii plane modificate, care pot fi determinate folosind subrutina SROTMG din pachetul de programe BLAS.

Se consideră apoi factorizarea matricei de covarianţă, discutîndu-se detaliat factorizarea U-D. Notînd $P=UDU^T$, unde U este o matrice superior triunghiulară unitate, ecuaţia (10.b) se rescrie

$$\hat{P}=\hat{U}\hat{D}\hat{U}^T=U(D-bvv^T)U^T/\lambda \tag{13}$$

unde $b=a/(\lambda+a\varnothing^TP\varnothing)$, $v=Df$, cu $f=U^T\varnothing$. Dacă $\bar{U}$ şi $\bar{D}$ sînt factorii U-D ai matricei $D-bvv^T$, atunci din (13) rezultă $\hat{U}=U\bar{U}$, $\hat{D}=\bar{D}/\lambda$, deci problema se reduce la actualizarea factorizării U-D a matricei diagonale D după adăugarea diadei $-bvv^T$. În lucrare sînt deduse pe o cale nouă, utilizînd rotaţii plane modificate, relaţii de actualizare adecvate din punct de vedere numeric şi se obţine o generalizare a algoritmului propus de Thornton şi Bierman (1978).

Lucrarea include şi algoritmul de actualizare a factorizării de tip rădăcină pătrată. Toţi algoritmii sînt prezentaţi într-o formă implementabilă, indicîndu-se şi soluţii de programare. Se discută proprietăţile numerice şi eficienţa algoritmilor.

Lucrarea 14.4/H6 prezintă fără demonstraţie unele rezultate privind convergenţa metodelor mixte de estimare recursivă, combinînd o procedură de aproximaţie stohastică (Robins-Monro sau Ljung) cu o procedură iterativă deterministă:

Se consideră întîi un proces de aproximaţie stohastică pentru rezolvarea unei perechi de ecuaţii algebrice nelineare $f(\theta, \psi)=0$, $g(\theta, \psi)=0$, cu $\theta\in R^n$, $\psi\in R^m$, unde evaluarea funcţiei $f(\theta, \psi)$ este însoţită de o eroare aleatoare. Se presupune că zgomotul de măsurare la momentul t are forma $\sigma(\theta, \psi)e_t$, unde e_t este un proces de tip zgomot alb discret. Funcţiile f, g, σ sînt continuu diferenţiabile pe o mulţime deschisă mărginită $D_{\theta\psi}$. Se propune următorul algoritm:

$$\theta_t=\theta_{t-1}+(1/t)[f(\theta_{t-1}, \psi_{t-1})+\sigma(\theta_{t-1}, \psi_{t-1})e_t] \tag{14.a}$$

$$\psi_t=\psi_{t-1}+g(\theta_{t-1}, \psi_{t-1}). \tag{14.b}$$

De remarcat că pentru $\theta_t=\theta$ fixat, (14.b) reprezintă o procedură iterativă pentru rezolvarea ecuaţiei nelineare deterministe. Fie $(\theta^*, \psi^*)\in D_{\theta\psi}$ o soluţie izolată a sistemului şi fie D_θ proiecţia lui $D_{\theta\psi}$ pe subspaţiul generat de primele n coordonate. Pentru fiecare $\theta\in D_\theta$ notăm $D_{\psi(\theta)}=\{\theta: (\theta, \psi)\in D_{\theta\psi}\}$. Se impun condiţiile:

1) Pentru $\forall\, \theta\in D_\theta$ fixat, aplicaţia $\psi\to\psi+g(\theta, \psi)$ are un punct fix unic $\psi^*(\theta)$ în $D_{\psi(\theta)}$ şi dacă linearizăm $g(\theta, \cdot)$ în jurul lui $\psi^*(\theta)$ transformarea lineară rezultată are o anumită proprietate de stabilitate, indicată în lucrare. În plus, $g_\psi(\theta, \psi^*(\theta))$ este nesingulară.

2) Ecuaţia algebrică nelineară $h(\theta)\triangleq f(\theta, \psi^*(\theta))=0$ are o soluţie unică θ^* în D_θ şi ecuaţia diferenţială $\theta(t)=h(\theta(t))$ este asimptotic stabilă în θ^*, iar $h_\psi(\theta^*)$ este nesingulară.

Teorema 1. În condiţiile 1) şi 2), există un domeniu $D^0_{\theta\psi}\subset D_{\theta\psi}$ conţinînd (θ^*, ψ^*) astfel încît dacă $(\theta_0, \psi_0)\in D^0_{\theta\psi}$, iar Ω_0 denotă evenimentul ca $(\theta(t), \psi(t))$ să nu părăsească $D^0_{\theta\psi}$, atunci pentru aproape orice $\omega\in\Omega_0$ avem $\lim_{t\to\infty}\theta(t, \omega)=\theta^*$, $\lim_{t\to\infty}\psi(t, \omega)=$ $=\psi^*$.

Un rezultat similar se obţine pentru cazul unei structuri a zgomotului mai complicată, introdusă de Ljung (1977). Se consideră algoritmul

$$\theta_t=\theta_{t-1}+(1/t)Q(x_t, \theta_{t-1}, \psi_{t-1})$$

şi ψ_t dat de (14.b), unde procesul stohastic $x_t \in R^n$ este generat de ecuaţia

$$x_t = A(\theta_{t-1}, \psi_{t-1})x_{t-1} + B(\theta_{t-1}, \psi_{t-1})e_t.$$

Se impun condiţiile suplimentare: 3) Funcţia cu valori matriciale $A : D_{\theta\psi} \rightarrow R^{n x n}$ este continuu diferenţiabilă şi $A(\theta, \psi*(\theta))$ este stabilă pentru $\forall \theta \in D_\vartheta$. 4) Funcţia Q este definită şi continuu diferenţiabilă pe $R^n x D_{\vartheta\psi}$ şi satisface

$$||Q(x, \theta, \psi)|| < c(1+||x||^N), \; x \in R^n, \; (\theta, \psi) \in D_{\vartheta\psi}, \; c>0, \; N>0.$$

O inegalitate similară este îndeplinită şi de derivatele lui Q.

Cei doi algoritmi discutaţi mai sus sînt transpuşi şi pentru sisteme continue. Rezultatele obţinute au fost aplicate la o problemă de estimare cu ecuaţia de stare în formă implicită

$$F(\theta)x_{t+1}(\theta) = A(\theta)x_t(\theta) + B(\theta)u_t + R_{vv}^{1/2}(\theta)v_t$$

$$y_t(\theta) = C(\theta)x_t(\theta) + R_{ww}^{1/2}(\theta)w_t.$$

Introducînd funcţia $\psi(\theta) = F^{-1}(\theta)$, algoritmul propus este următorul

$$\theta_t = \theta_{t-1} - (1/t)R_s^{-1}\,\varepsilon_{\vartheta,t}^T \Lambda_{-1}^t\,\varepsilon_t$$

$$R_t = R_{t-1} + (1/t)(\varepsilon_{\vartheta,t}^T \Lambda_t^{-1}\,\varepsilon_{\vartheta,t} - R_{t-1} + \delta I), \quad \delta > 0$$

$$\Lambda_t = \Lambda_{t-1} + (1/t)(\varepsilon_t \varepsilon_t^T - \Lambda_{t-1})$$

$$\psi_t = \psi_{t-1} + g(\theta_{t-1}, \psi_{t-1})$$

unde ε_t, $\varepsilon_{\vartheta,t}$ sînt generate de filtrul Kalman extins

$$\hat{x}_{t+1} = \psi_t A(\theta_t)\hat{x}_t + \psi_t B(\theta_t)u_t + K(\theta_t)\varepsilon_t, \quad \varepsilon_t = y_t - C(\theta_t)\hat{x}_t$$

$$\hat{x}_{\vartheta t+1} = \overline{H}_\vartheta(t)\hat{x}_t + \overline{H}(t)\hat{x}_{\vartheta,t} + \overline{b}_\vartheta(t)u_t + K_\vartheta(\theta_t)y_t, \quad \varepsilon_{\vartheta,t} = -C_\vartheta(\theta_t)\hat{x}_t - C(\theta_t)\hat{x}_{\vartheta,t}$$

iar $\overline{H}(t) = \psi_t A(\theta_t) - K(\theta_t)C(\theta_t)$, $\overline{b}_\vartheta(t) = -\psi_t F_\vartheta(\theta_t)\psi_t B(\theta_t) + \psi_t B_\vartheta(\theta_t)$.

Algoritmi speciali

Lucrările prezentate în *secţiunea 14.4/I* a Congresului IFAC abordează următoarele subiecte: un concept nou de conducere prin învăţare inspirat din teoria activităţii cerebrale umane (lucrarea [14.4.I1]); conducerea adaptivă a zborului helicopterelor în regimurile de tranziţie de la o condiţie de zbor la alta [14.4.I2]; estimarea acceleraţiilor tangenţiale şi normale ale ţintelor manevrabile în spaţiul tridimensional [14.4/I3]; proiectarea unui observator adaptiv discret pentru conducerea mişcării longitudinale a unui avion [14.4/I4]; urmărirea pasivă a unei surse acustice în mişcare [14.4/I5] şi estimarea vitezei pe baza unor măsurări de poziţie afectate de zgomot şi obţinute la momente de timp neregulate [14.4/I6].

Lucrarea 14.4/I1 prezintă o metodă de conducere prin învăţare, inspirată de modul de rezolvare a problemelor şi de memorare a informaţiilor în reţelele neuronale. Învăţarea cuprinde două etape: memorarea comportării dinamice intrare-ieşire a procesului într-o memorie asociativă, ca model predictiv al procesului, şi determinarea şi memorarea într-o altă memorie asociativă a strategiei de comandă care optimizează un indice de performanţă orientat spre un scop. Abordarea este adecvată în special în cazul proceselor puternic nelineare.

Cele mai importante însușiri ale comportamentului uman în rezolvarea problemelor, înțeles ca o *conexiune* inteligentă între *percepție* și *acțiune* prin *raționare* pe baza experienței trecute și prezente, sînt

— utilizarea unui model predictiv modificabil al mediului necunoscut;
— capacitatea de a planifica acțiunile pentru rezolvarea unei probleme, utilizînd modelul predictiv;
— capacitatea de a generaliza experiența trecută privind percepția, acțiunea și planificarea pentru situații similare.

Sistemele cu memorie asociativă (de exemplu, creierul uman), în care localizarea informației de ieșire este dată de conținutul informației de intrare, permit regăsirea mult mai rapidă a informației decît sistemele de memorare convenționale.

Pornind de la aceste idei, un sistem de forma $y(k+1)=f_s[\psi(k), u(k), v(k)]$ este considerat ca o transformare de la intrare la ieșire $S: I \rightarrow 0$, $I \in R^n$, $0 \in R^m$, definită de

$$S': [\psi(k), u(k), v(k)] \rightarrow y(k+1) \quad (1)$$

unde vectorul v este vectorul perturbațiilor măsurabile, iar $\psi^T(k)=[y^T(k), \ldots, y^T(k-\alpha_s), u^T(k-1), \ldots, u^T(k-\beta_s), v^T(k-1), \ldots, v^T(k-\gamma_s)]$. Expresia (1), stocată în sistemul de memorie asociativă (SMA), nu necesită informații structurale despre proces, cu excepția scalarilor α_s, β_s și γ_s reprezentînd cantitatea de „istorie" utilizată de model. Se fac următoarele ipoteze:

— procesul multivariabil este determinist, invariant sau lent variabil în timp;
— perioada de eșantionare aleasă permite timp pentru învățare și planificare;
— mărimile u, y și v sînt cuantificate și spațiile în care iau valori sînt finite;
— procesul poate fi descris matematic de ecuația (1) cu anumite valori α_s, β_s, γ_s;
— indicele de performanță poate fi reprezentat de „subobiectivul"

$$I_s(k)=\sum_{i=1}^{l} L_s[y(k+i), w(k+i), u(k+i-1)]. \quad (2)$$

Pentru simplitate, în lucrare se consideră l=1. Conceptul bazat pe SMA utilizează ieșirea prezisă dată de modelul predictiv

$$M: [\psi_M(k), u(k), v(k)] \rightarrow \hat{y}(k+1), \text{ cu } \alpha_m, \beta_m, \gamma_m \quad (3)$$

și o strategie de comandă

$$C: [\psi_c(k), v(k), w(k)] \rightarrow u(k), \text{ cu } \alpha_c, \beta_c, \gamma_c$$

care sînt stocate în două SMA-uri.

Algoritmul propus parcurge la fiecare ciclu următoarele etape:

1) Se actualizează modelul predictiv utilizînd eroarea de predicție $e(k)=y(k)-\hat{y}(k)$, unde $\hat{y}(k)$ se obține utilizînd (3), la tactul k—1.
2) Se activează, dacă este necesar, o procedură de optimizare (decizie sau planificare) pentru calcularea comenzii optimale $u^*(k)$ pentru subobiectivul (2), unde $y(k+1)$ este înlocuit cu $\hat{y}(k+1)$, rezultat din (3). $I_s(k)$ este minimizat sub restricția $u(k) \in G_T$, unde G_T este o regiune în care a avut loc deja instruirea. Pentru a obține spor de viteză, procedura de optimizare este inițializată utilizînd experiența deciziilor trecute $C: [\psi_c(k), v(k), w(k)] \rightarrow u^0(k)$.
3) Decizia de comandă $u^*(k)$ obținută la (2) este memorată pentru a fi folosită ulterior, fie ca punct de inițializare, fie ca acțiune de aplicat, fără a mai fi parcursă bucla de învățare predictivă.
4) Se caută o comandă suboptimală $\tilde{u}(k) \neq u^*(k)$, $\|\tilde{u}(k)-u^*(k)\| < \varepsilon$, ε dat și $\tilde{u}(k) \notin G_T$, care se aplică procesului pentru a obține noi informații și pentru a

extinde G_T. Această procedură exploratoare, numită *învățare activă*, mărește viteza învățării.

În lucrare se prezintă rezultatele obținute utilizînd algoritmul propus pentru două exemple; al doilea exemplu, multivariabil, simulează o reacție chimică și a folosit 16 kocteți memorie pentru SMA-ul modelului și 2 kocteți pentru SMA-ul comenzii. Rezultatele indică convergența rapidă a procesului învățării. Se apreciază că progresele recente ale tehnologiei VLSI permit soluții practice chiar pentru probleme de dimensiuni mari.

Lucrarea 14.4/I2 tratează conducerea adaptivă a unui helicopter instabil, cu parametri necunoscuți, variabili în timp. În proiectarea sistemelor adaptive pentru comanda zborului trebuie să se țină seama de unele cerințe practice, cum ar fi: simplitatea mecanismului de adaptare, viteza cu care pot fi identificați parametri necunoscuți etc. Conducerea adaptivă a helicopterelor la tranziția de la o condiție de zbor la alta este însoțită de cîteva dificultăți:

— parametri necunoscuți pot varia rapid și în limite largi, ceea ce face inadecvate identificatoarele proiectate în ipoteza obișnuită că parametrii sînt aproximativ constanți;

— nu se poate reduce ordinul procesului prin suprimarea modurilor „fugoide";

— procesul este instabil, astfel încît pentru identificare și comandă trebuie utilizate semnalele de intrare-ieșire din funcționarea normală.

Pentru un helicopter H-19, se consideră un model continuu linearizat, de ordinul 4, cu două comenzi, starea presupusă măsurabilă, și cu 13 parametri necunoscuți. Acest model este discretizat, rezultînd ecuația:

$$y_{k+1}=Ay_k+Bu_k=\theta^T ø_k,\quad \theta^T=[A, B],\quad ø_k^T=[y_k^T, u_k^T].$$

În lucrare se compară rezultatele obținute utilizînd două soluții de conducere adaptivă. Prima soluție utilizează un identificator adaptiv multivariabil, propus anterior de autori,

$$\hat{\theta}(k+1)=\hat{\theta}(k)+\frac{P(k)v_k\nu_{k-1}^{0T}}{\lambda(k)+v_k^T P(k)v_k}$$

$$P(k+1)=\frac{1}{\lambda(k)}\left[P(-)k\frac{P(k)\,v_k v_k^T P(k)}{1+v_k^T(k)v_k}\right]$$

unde v_k^T, u_k^T], $\hat{y}_k=\hat{\theta}^T(k)v_{k-1}$, $\nu_{k-1}^0=\varepsilon_0^k+D^T\varepsilon_{k-1}$, iar $\varepsilon_k=y_k-\hat{y}_k$, $\varepsilon_k^0=y_k-$ $-\hat{\theta}^T(k-1)v_{k-1}$. Acest identificator este global asimptotic stabil dacă matricea de transfer $H(q^{-1})=[I+Dq^{-1}][I+Aq^{-1}]^{-1}-I/2$ este reală strict pozitivă. Semnalul de comandă este calculat cu legea

$$u_k=\hat{B}_1(k)^{-1}[y_{k+1}^*-\hat{A}_1(k)y_k]$$

unde $y_{k+1}^*\in R^2$ este ieșirea dorită la tactul $k+1$, iar $\hat{A}_1(k)$ și $\hat{B}_1(k)$ denotă submatricele 2x4 din $\hat{A}(k)$ și respectiv 2x2 din B(k).

În a doua soluție propusă, identificatorul utilizează informațiile a priori despre anumiți parametri și prezice caracteristicile esențiale de variație în timp ale acestora. Se adoptă un filtru Kalman discret. $\theta(k)$ poate fi scris ca $\theta(k)=T_k\theta^*(k)$, unde T_k este o matrice de transformare nesingulară, iar $\theta^*(k)$ este fie constant, fie lent variabil în timp și poate fi modelat ca un proces regresiv de ordinul întîi $\theta^*(k)=$

$=\theta^*(k-1)+e_k$, unde e_k este un zgomot alb cu medie nulă și matricea de covarianță Q. Filtrul Kalman utilizat este reprezentat de următoarele ecuații

$$\theta(k+1)=\Phi_{k+1}\hat{\theta}(k)+K(k+1)[y_{k+1}-\varnothing_k^T\theta(k)]$$

$$K(k+1)=\Phi_{k+1}P(k)\varnothing(k)[\sigma^2+\varnothing_k^T P(k)\varnothing_k]^{-1}$$

$$P(k+1)=\Phi_{k+1}^T+T_{k+1}QT_{k+1}-K(k+1)\varnothing_k^T\Phi_{k+1}^T$$

unde $\Phi_k=T_kT_{k-1}^{-1}$ și $P(k)=E\{\tilde{\theta}(k)\tilde{\theta}^T(k)\}$, $\tilde{\theta}(k)=\hat{\theta}(k)-\theta(k)$.

Rezultatele prezentate indică superioritatea celei de-a doua metode față de prima. Viteza de convergență este mult mai bună, iar eroarea medie pătratică de urmărire se reduce apreciabil.

Lucrarea 14.4/13 discută o metodă directă pentru estimarea accelerațiilor normale și tangențiale ale țintelor manevrabile în spațiul tridimensional. Se stabilește un model de stare nelinear în care amplitudinile accelerațiilor sînt modelate ca procese Rayleigh-Markov modificate, iar unghiul director al accelerației normale este modelat ca o variabilă aleatoare cu densitate uniformă și cu valoare medie variabilă. Dacă sînt disponibile numai observații de poziție afectate de zgomot se propune utilizarea unui filtru Kalman extins adaptiv.

Fie $X=[x_a\ y_a\ z_a\ \dot{x}_a\ \dot{y}_a\ \dot{z}_a\ a_t\ a_n\ \theta]^T$ vectorul de stare al sistemului, unde (x_a, y_a, z_a) sînt coordonatele de poziție ale țintei în sistemul de referință al observatorului, a_t și a_n sînt accelerațiile tangențială și respectiv normală, iar θ este unghiul director al accelerației normale. În lucrare se prezintă modelele statistice pentru a_t, a_n și θ și, utilizînd procedura de „albire" Wiener-Kolmogorov, se obțin ecuații diferențiale de forma $\dot{a}_t=-\alpha_t t_t+\alpha_t\bar{a}_t+w_t(t)$ și similar pentru a_n și θ, unde α_t este inversul constantei de timp, iar termenul al doilea poate fi interpretat ca valoarea medie a zgomotului. Ecuația de stare a sistemului este

$$\dot{X}(t)=f(X)+U_1(t)+W(t)$$

unde $U_1(t)=[0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ \alpha_t\bar{a}_t\ \alpha_n\bar{a}_n\ \alpha\ \bar{\theta}]^T$ este termenul de forțare, $W(t)=[0\ 0\ 0\ 0\ 0\ w_t(t)\ w_n(t)\ w\ (t)]^T$ este zgomot alb, iar f(X) este o funcție nelineară de X, $f(X)=[\dot{x}_a(t)\ \dot{y}_a(t)\ \dot{z}_a(t)\ c_{11}a_t+c_{12}a_n\sin\theta+c_{13}a_n\cos\theta\ c_{21}a_t+c_{22}a_n\sin\theta+c_{23}a_n\cos\theta\ c_{31}a_t+ +c_{32}a_n\sin\theta+c_{33}a_n\cos\theta-\alpha_t a_t-\alpha_n a_n-\alpha\ \theta]^T$, unde $C=(c_{ij})$ este matricea de transformare de la reperul atașat țintei la reperul observatorului. Se constată că numai $f_i(X)$, $i=4, 5, 6$, sînt funcții nelineare de θ. Linearizînd aceste ecuații în funcție de θ și apoi discretizînd se obține sistemul

$$X(k+1)=\Phi(T)X(k)+U(k)+W(k) \tag{4}$$

unde Φ (T) este de forma $\Phi(T)=\begin{bmatrix} I & TI & \Phi_{13} \\ 0 & I & \Phi_{23} \\ 0 & 0 & \Phi_{33} \end{bmatrix}$, unde Φ_{33} este matrice diagonală; elementele matricilor Φ_{i3}, $i=1, 2, 3$, și ale vectorilor $U(k)+W(k)$ sînt precizate în lucrare. Se presupune că modelul perturbației este

$$Y(k)=H(k)X(k)+V(k) \tag{5}$$

unde $H(k)=[I\ 0]$, iar V(k) este un vector zgomot alb cu medie nulă și matrice de covarianță diagonală R(k). Utilizînd ecuațiile (4) și (5) și presupunînd că X(0),

W(k) și V(k) sînt mutual independente se pot folosi ecuațiile filtrării Kalman extinse. Performanța estimațiilor poate fi îmbunătățită adoptînd algoritmul adaptiv al valorii medii și dispersiei accelerației, propus anterior de autori. Astfel, avem $\bar{a}_t(k)=\hat{a}_t(k+1|k)$ și similar pentru $\bar{a}_n(k)$ și $\bar{\theta}(k)$, unde $\hat{a}_t(k+1|k)$ este predicția pe un pas înainte a lui a_t.

În lucrare se prezintă rezultatele obținute în simulare, care ilustrează superioritatea soluției propuse față de estimarea separată a coordonatelor țintei.

Lucrarea 14.4/14 descrie proiectarea unui sistem pentru conducerea mișcării longitudinale a unui avion cu parametri necunoscuți, utilizînd un observator adaptiv multivariabil, obținut prin extinderea directă a tehnicii din cazul monovariabil. Utilizarea unui observator adaptiv pentru conducerea aparatelor moderne de zbor (de pildă, avionul de tip CCV) se impune datorită faptului că nu se pot predetermina caracteristicile acestora pentru plaja largă a condițiilor de zbor și nu se dispune de toate componentele vectorului de stare.

Se consideră sistemul multivariabil linear discret minimal descris de

$$x(k+1)=Ax(k)+Bu_p(k),\ x(0)=x_0;\ y_p(k)=Cx(k) \tag{6}$$

unde $x(\cdot)\in R^n$, $u_p(\cdot)\in R^r$, $y_p(\cdot)\ R^m$. Presupunînd cunoscuți indicii de observabilitate, putem admite că ecuațiile (6) reprezintă *forma de observabilitate*, deci

$$A=[A_{ij}],\ B=[B_i],\ i,\ j=1,\ \ldots,\ m,\ \text{cu}$$

$$A_{ij}=\left[\begin{array}{c|c} 0 & N_{d-1} \\ \hline \multicolumn{2}{c}{-a_{ijd}\ldots -a_{ij1}} \end{array}\right],\quad B_i=\begin{bmatrix} b_{i11} & \cdots & b_{i1r} \\ \vdots & & \vdots \\ \vdots & \ldots\ldots & \vdots \\ b_{id1} & \cdots & b_{idr}\end{bmatrix},\quad C=\left[\begin{array}{c|c|c|c} 1 & & 0\ldots 0 & \\ 0 & 0 & 1\ldots 0 & 0 \\ \vdots & & \ldots\vdots & \\ 0 & & 0\ldots 1 & \end{array}\right]$$

$$\uparrow d+1 \qquad \uparrow (m-1)d+1$$

iar d este indicele de observabilitate. Aplicînd o transformare nesingulară de forma $x(k)={}^{T}z(k)$, definită în lucrare, sistemul poate fi rescris astfel

$$z(k+1)=\Lambda_m z(k)-\alpha y_p(k)+\beta u_p(k),\quad z(0)=z_0,\quad y_p(k)=P_m z(k)$$

unde $\alpha=[\alpha_1,\ \ldots,\ \alpha_d]^+\in R^{mdxm}$, $\beta=[\beta_1,\ \ldots,\ \beta_d]^+\in R^{mdxr}$, $z(k)=[z_1(k),\ \ldots$ $\ldots,\ z_d(k)]^+\in R^{md}$,

$$\Lambda_1=\text{blocdiag}[\lambda_i I_1,\ i=1,\ \ldots,\ d]\in R^{ldxld},\ P_1=[I_1,\ \ldots,\ I_1]\in R^{lxld},$$

iar simbolul + denotă transpunerea pe blocuri. Parametrii de proiectare λ_i, $i=1,\ \ldots,\ d$, se aleg astfel încît $|\lambda_i|<1$ și $\lambda_i\neq\lambda_j$, $i\neq j$.

Observatorul adaptiv este

$$\hat{z}(k)=\hat{\alpha}(k)*_m v(k)+\hat{\beta}(k)*_r w(k)+\hat{z}_0(k)*_1\theta(k)$$

$$\hat{y}_p(k)=\hat{g}(k)\Omega(k)$$

$$v(k+1)=\Lambda_m v(k)+P_m^T y_p(k),\qquad v(0)=(0,\ \ldots,\ 0)^T\in R^{md}$$

$$w(k+1)=\Lambda_r w(k)+P_r^T u_p(k),\qquad w(0)=(0,\ \ldots,\ 0)^T\in R^{rd}$$

$$\theta(k+1)=\Lambda_1\theta(k),\qquad \theta(0)=1,\ \ldots,\ 1)^T\in R^d$$

unde $\hat{g}(k)=[\hat{\alpha}(k)^+,\ \check{\beta}(k)^+,\ \hat{z}_0(k)^+]$, $\Omega(k)=[v(k),\ w(k),\ \theta(k)]^+$, iar $*_1$ denotă înmul-

ţirea matricială a blocurilor corespunzătoare (mxl) şi (lxl). Parametrii $\hat{g}(k)$ sînt actualizaţi utilizînd următorul algoritm recursiv al celor mai mici pătrate

$$\hat{g}^T(k+1)=\hat{g}^T(k)WK^T(k+1)[y_p(K+1)-\hat{g}(k)\Omega(k+1)]^T$$

$$K(k+1)=\Omega^T(k+1)Q(k)/[1+\Omega^T(k+1)Q(k)\Omega(k+1)]$$

$$Q(k+1)=Q(k)[I-\Omega(k+1)K(k)],\quad Q(0)=I/\varepsilon,\quad 0<\varepsilon\ll 1.$$

Se poate introduce o ponderare exponenţială a datelor. Dacă intrarea este suficient de bogată şi ε este suficient de mic, algoritmul converge în $d(m+r+1)$ iteraţii. Parametrii $\hat{a}_{ijk}$, $\hat{b}_{ijk}$ şi vectorul de stare $\hat{x}(k)$ se pot obţine din $\hat{\alpha}$, $\hat{\beta}$ şi, respectiv, $\hat{z}(k)$, utilizînd transformarea T. După un număr de iteraţii, nu mai este necesar să se actualizeze $\hat{z}_0(k)$, deoarece efectul lui $\hat{z}_0*_1\theta$ asupra lui $\hat{z}(k)$ devine neglijabil, $\theta(k)$ tinzînd la zero exponenţial. Se micşorează astfel cu md numărul de parametri de identificat în $\hat{g}(k)$. Se poate folosi o metodă propusă anterior de unul dintre autori, care reduce numărul de parametri cu unul pe iteraţie.

Cantităţile estimate şi identificate sînt utilizate de un regulator cu reacţie, pentru proiectarea căruia forma de observabilitate este convertită în forma de controlabilitate (A_c, B_c). Estimaţia matricii de transformare corespunzătoare poate fi însă singulară, deoarece parametrii identificaţi pot constitui o pereche (A, B) necontrolabilă. Pentru a evita acest lucru, dacă matricea de controlabilitate L(k) este singulară se utilizează $L(k)+I\sigma(0<\sigma\ll 1)$. Se consideră legea

$$u_p(k)=\hat{F}(k)\hat{z}(k)+u_r(k)$$

unde $u_r(k)$ este o intrare de referinţă, iar matricea $\hat{F}(k)$ este transformata matricei $\hat{F}_c(k)=\hat{B}^{-1}_{cm}(k)[\hat{A}_{Dm}-A_{cm}(k)]$, unde A_D este matricea dorită a sistemului închis, iar A_{Dm}, $\hat{A}_{cm}$ şi $\hat{B}_{cm}$ sînt matrici constînd din liniile $s_i=\sum_{j=1}^{i}q_j$, $i=1, \ldots, r$, ale lui A_D, $\hat{A}_c$ şi respectiv $\hat{B}_c$, q_j fiind indicii de controlabilitate. $\hat{B}_{cm}(k)$ este nesingulară, întrucît este superior triunghiulară unitate.

Metoda propusă a fost aplicată pentru conducerea mişcării longitudinale linearizate a unui avion, cu $n=4$, $m=r=2$. Pentru studiul în simulare s-au ales $\lambda_1=1$, $\lambda_2=_+1$, $\varepsilon=10^{-19}$, $\sigma=0{,}1$, iar polii doriţi au fost plasaţi unul în 0,8, iar ceilalţi trei în 0,9. În condiţii iniţiale nule, L(k) este singulară pentru $k=0$ şi $k=1$. Intrarea de referinţă conţine pe fiecare canal patru frecvenţe distincte. Regulatorul intră în acţiune după ce estimaţia dată de observatorul adaptiv devine suficient de bună. Rezultatele obţinute au confirmat performanţa superioară a reglării. Cînd parametrii converg către valorile lor reale, polii sistemului închis sînt plasaţi în poziţiile dorite. Nu se dispune însă de o demonstraţie a stabilităţii algoritmului propus.

Lucrarea 14.4/I5 consideră urmărirea pasivă a unei surse acustice aflată în mişcare lineară afectată de zgomot alb gaussian aditiv, cu caracteristici cunoscute. Sistemul de prelucrare a măsurărilor încorporează un regulator stohastic linear care estimează poziţia sursei în momente discrete de timp pe baza datelor despre mediu, a locaţiilor senzorilor şi a timpilor măsuraţi de sosire a undelor sonore. Regulatorul utilizat îmbunătăţeşte performanţele sistemului de urmărire faţă de tehnica de triangulaţie clasică, foarte sensibilă la precizia parametrilor menţionaţi. Trebuie remarcat că în cazul sursei în mişcare se modifică atît geometria ansamblului sursă—senzori, cît şi mediul în care se propagă sunetul.

Ecuaţia de mişcare a sursei, în ipoteza că modificările de viteză şi direcţie au loc independent, este

$$X(k+1)=FX(k)+w(k),\quad k=0, \ldots, \overline{k} \tag{7}$$

unde $X^T(k)=(\dot{x}(k), x(k), \dot{y}(k), y(k))$ este vectorul de stare la momentul $t(k)=kT$, T este perioada de eșantionare, iar $\dot{x}(.)$, $\dot{y}(.)$ și $x(.)$, $y(.)$ reprezintă componentele vitezei și respectiv poziția sursei pe direcțiile X și Y. Matricea de tranziție este $F=\text{blocdiag}\left(\begin{bmatrix}\alpha & 0\\ T & 1\end{bmatrix}, \begin{bmatrix}\alpha & 0\\ T & 0\end{bmatrix}\right)$, $\alpha^2=(s^2-\delta_s^2)/S^2$, $S^2=E\{\dot{x}^2(k)+\dot{y}^2(k)\}$, iar $\delta_s=\dot{S}T$. Zgomotul $w^T(k)=[w_1(k), T/2w_1(k), w_3(k), T/2w_3(k)]$ are covarianța $E\{w(k)w^T(n)\}=$ $=Q(k)\delta_{kn}$, $Q(k)\geqslant 0$. Starea inițială este un vector aleator cu media $\overline{X}(0)$ și covarianța $P(0)$.

Semnalul sonor $s(k)$ generat la momentul $t(k)=kT$ de sursa aflată în poziția $[x(k), y(k)]$ și recepționat de senzorul pasiv j, $j=1, \ldots, M$, după întîrzierea $d_j(k)$, are forma generală

$$s_j(k)=s[k+d_j(k)]+n_j(k)$$

unde $n_j(k)$ este un zgomot. Senzorii sînt plasați în diferite locații, în același plan cu sursa. În lucrare se generalizează o metodă, propusă anterior de autor, pentru estimarea poziției sursei (presupusă fixă) prin rezolvarea unei probleme de conducere optimală liniar-patratică stohastică. Vectorul de stare este reprezentat de eroarea dintre vectorul timpilor de propagare măsurați și timpii calculați, considerînd că sursa se află în pozițiile $[x(k, i), y(k, i)]$, $i=1, \ldots, N$, în vecinătatea poziției $[x(k), y(k)]$ ($x(k, i)=x(k)+\Delta x(k, i)$, și similar pentru $y(k, i)$), iar vectorul de comandă este reprezentat de deplasările $\Delta x(k, i)$, $\Delta y(k, i)$ pe direcția axelor de coordonate. Sistemul de măsurare descris în lucrare poate fi scris ca

$$z(k)=HX(k)+v(k), \quad k=0, \ldots, \overline{k} \tag{8}$$

unde $H=\begin{bmatrix}0 & 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & 0\end{bmatrix}$, iar zgomotul de măsurare $v(k)$ este considerat gaussian, medie nulă și covarianță cunoscută $R(k)$.

În cazul sursei în mișcare, întîrzierea datorată propagării sunetului nu poate fi neglijată, întrucît vitezele sunetului și sursei pot fi comparabile. Poziția curentă a sursei trebuie prezisă din estimarea timpului de propagare al semnalului acustic de la sursă la cel mai apropiat senzor. Uneori trebuie luat în considerare și timpul necesar prelucrării măsurărilor.

Pentru estimarea stării se utilizează un filtru Kalman

$$\hat{X}(k+1)=F\hat{X}(k)+P^*(k+1)[z(k+1)-HF\hat{X}(k)]$$

unde $P^*(k+1)$ este amplificarea Kalman, calculată cu relațiile cunoscute utilizînd covarianțele $Q(k)$ și $R(k)$. Ecuația recursivă care furnizează covarianța erorii de estimare este inițializată cu o valoare mare arbitrară.

Poziția curentă a sursei este estimată utilizînd apoi un predictor Kalman. Starea la momentul $t(k+1)$ este dată de

$$\hat{X}(k+p|k)=F^{p-1}X(k+1|k)$$

unde $\hat{X}(k+1|k)=E\{X(k+1)|Z(k)\}$, $Z(k)=\{z_l, 0\leqslant l\leqslant k\}$. Se presupune că $w(k+p)$ $(p>0)$ este necorelat cu $Z(k)$ și că eroarea de estimare $\hat{X}(k+p|k)$ și $w(k)$ sînt independente. În lucrare se indică și modul de calcul al matricei de covarianță a lui $\hat{X}(k+p|k)$.

În final, se prezintă rezultatele în simulare, superioare celor obținute utilizînd tehnica de triangulație.

Lucrarea 14.4/16 tratează problema estimării vitezei unui mobil pe baza măsurărilor de poziție obținute la momente arbitrare de timp. Un exemplu simplu îl constituie estimarea vitezei unghiulare dintr-o secvență de impulsuri luminoase

înregistrate cînd un disc cu orificii montat pe axa de rotație trece prin fața unei surse de lumină. Un alt exemplu este estimarea unghiului de aprindere la un motor cu explozie.

Se consideră un obiect mobil avînd la momentul t poziția z(t) și viteza $r(t)=\dot{z}(t)$. La momentul τ_k, $k=1, 2, \ldots$, obiectul se află în poziția $z(\tau_k)=z_k$. Momentul τ_k este însă măsurat cu o eroare, timpul măsurat fiind $t_k=\tau_k+v_k$. Problema este de a estima r(t) din măsurările $\{t_k\}_1^s$, unde $t_s \leqslant t \leqslant t_{s+1}$.

Formularea de mai sus poate fi convertită în mai multe moduri într-o problemă de estimare a vectorului de stare. În particular, se consideră ca măsurătoare poziția la momentul t_k, cu eroarea de măsurare: $z_k=y(t_k)=z(t_k)+e(t_k)$, unde $z(t_k)$ este poziția reală la t_k, $y(t_k)$ este poziția măsurată, iar $e(t_k)$ este eroarea de poziție (legată de v_k și de viteză). În plus, se presupune că variația vitezei este o mișcare browniană cu covarianța incrementală $R_1(t)$: $\dot{r}(t)=\dot{w}(t)$, $E\,\dot{w}(t)\dot{w}(s) = \delta(t-s)\,R_1(t)$. Introducînd vectorul de stare $x(t)=[z(t)\;r(t)]^T$, se obține un model care prin discretizare devine

$$x(t_{k+1})=F(t_k)x(t_k)+\overline{w}(t_k), \quad y(t_k)=[1\;\;0]x(t_k)+e(t_k) \tag{9}$$

unde $T_k=t_{k+1}-t_k$, $F(T)=\begin{bmatrix}1 & T\\ 0 & 1\end{bmatrix}$, iar $\overline{w}(t_k)$ este un șir de vectori aleatori gaussieni independenți, cu matrice de covarianță $R_1(t_k)\begin{bmatrix}T_k^3/3 & T_k^2/2\\ T_k^1/2 & T_k\end{bmatrix}$ presupunînd $R_1(t)$ constant pentru $t_k \leqslant t < t_{k+1}$). Se afirmă că pentru această reprezentare, dacă R_1 este constant, atunci distribuția lui $x(t_N)$, fiind dat $x(t_0)$ $(t_N > t_0)$, depinde numai de $t_N-t_0=\sum_{k=0}^{N-1} T_k$, și nu de valorile individuale T_k, care pot fi arbitrare (chiar negative). Studiind natura lui $e(t_k)$, se obține

$$e(t_k)=-m_v r(t_k)-\overline{v}(t_k)r(t_k)+W(t_k)$$

unde $\overline{v}(t_k)-v(t_k)-m_v$, m_v fiind valoarea medie, iar $W(t_k)$ este un vector aleator definit în lucrare. Avem:

$$E\{\overline{v}(t_k)\}=0, \quad E\{\overline{v}^2(t_k)\}=R_2, \quad E\{\overline{v}(t_k)W(t_k)\}=0.$$

Reprezentarea (9), cu e(t) dat mai sus, se aseamănă cu un model de stare linear obișnuit, dar diferă de acesta prin:

— În zgomotul de măsurare există o nelinearitate, deoarece $\overline{v}(t_k)$ este multiplicat cu $x_2(t_k)=r(t_k)$.

— Există o corelație între zgomotul de măsurare și zgomotul de stare de la pasul precedent.

— Șirul $\{T_k\}$ care afectează atît matricea sistemului, cît și covarianțele zgomotelor, este aleator și corelat cu $\{\overline{w}(t_k)\}$ și $\{v(t_k)\}$.

În lucrare se propune utilizarea următorului filtru Kalman

$$\hat{x}(t_{k+1}|t_k)=F(T_k)\hat{x}(t_k|t_k)$$

$$P(t_{k+1}|t_k)=F(T_k)P(t_k|t_k)F^T(T_k)+R_1(T_k)$$

$$K(t_k)=P(t_{k+1}|t_k)H^T[HP(t_{k+1}|t_k)H^T+R_2\hat{r}^2(t_{k+1}|t_k)]^{-1}, \quad H=[1-m_v]$$

$$\hat{x}(t_{k+1}|t_{k+1})=\hat{x}(t_{k+1}|t_k)+K(t_k)[y t_k)-\hat{r}(t_{k+1}|t_k)]$$

$$P(t_{k+1}|t_{k+1})=P(t_{k+1}|t_k)-K(t_k)HP(t_{k+1}|t_k).$$

Acest algoritm este comparat în simulare cu alți doi algoritmi convenționali: 1) numărarea impulsurilor în intervalele de eșantionare (presupuse constante); 2) estimarea vitezei medii $\hat{\hat{r}}(t)=z(_k-z_{k-1})/T_{k-1}$, pentru $t_{k-1} \leqslant t < t_k$, și îmbunătățirea acestei estimații prin filtrarea cu un filtru trece-jos discret: $\hat{r}(t)=H_j\hat{\hat{r}}(t_k)$, $t_{k-1} \leqslant t < t_k$. Rezultatele numerice arată că soluția propusă este superioară în toate situațiile considerate algoritmilor convenționali. Se arată că pentru zgomote de nivel scăzut filtrul Kalman și algoritmul 2) au aceeași structură, dar filtrul Kalman selectează automat constanta de timp adecvată, ceea ce îi asigură o comportare bună și în cazul în care mobilul are o accelerație sistematică.

SISTEME AUTOMATE ADAPTIVE AUTOACORDABILE

Sistemele adaptive autoacordabile reprezintă o clasă relativ nouă de sisteme de conducere în buclă închisă a căror structură generală include trei elemente principale:

— o lege de reacție standard, sub forma unei ecuații cu diferențe care utilizează valorile ieșirii și mărimii de referință și generează o nouă comandă;

— un estimator recursiv al parametrilor modelului procesului;

— un algoritm de proiectare standard, on-line, care furnizează la fiecare moment de eșantionare un nou set de parametri pentru legea de comandă.

Un astfel de regulator este numit regulator autoreglabil *explicit*, deoarece parametrii modelului sînt estimați în forma standard. Această abordare este foarte flexibilă, deoarece permite multe combinații între diferite metode de estimare și proiectare. Intuitiv, pare însă rezonabil să se utilizeze o metodă de proiectare care asigură performanțele dorite ale sistemului în buclă închisă cînd parametrii procesului sînt cunoscuți, și o metodă de estimare recursivă care lucrează bine pentru o clasă particulară de perturbații. Regulatorul realizează o comandă în sensul *echivalenței certe*, în terminologia conducerii stohastice, deoarece faptul că parametrii estimați reprezintă o aproximare a parametrilor reali este neglijat.

Structura de regulator autoacordabil *implicit* nu include blocul de calcul al parametrilor legii de comandă, în locul determinării parametrilor modelului procesului estimîndu-se direct coeficienții legii de comandă, ceea ce conduce la o reducere considerabilă a efortului de calcul on-line.

În ceea ce privește modelul procesului, sînt necesare diferite ipoteze, legate de cea mai adecvată reprezentare a acestuia. În mod frecvent se utilizează un model avînd următoarele caracteristici:

— este discret, regulatorul fiind numeric și operînd cu valorile eșantionate ale măsurărilor;

— reprezintă o linearizare locală a modelului procesului real, fiind considerate probleme de comandă pentru variații mici ale ieșirii în jurul valorii de referință;

— include un timp mort sau o întîrziere de transport;

— include un termen constant pentru a scoate în evidență faptul că reprezintă o linearizare locală a modelului real în raport cu un punct de funcționare dat (comanda nulă poate produce o ieșire diferită de zero).

Cele menționate anterior conduc la o structură de model autoregresiv și de medie alunecătoare (ARMA) cu variabilă exogenă.

Sisteme autoacordabile cu modele ARMA

Lucrările grupate în cadrul *secțiunii 14.4/E* a Congresului 9 IFAC tratează diferite aspecte legate de proiectarea unor noi tipuri de regulatoare autoacordabile, utilizînd tehnici de decuplare și alocare a polilor [14.4/E1], extinderea orizontului de timp în cadrul variantelor de regulatoare autoacordabile cu timp minim

[14.4/E4], comanda autoacordabilă a sistemelor în cascadă [14.4/E3] și a sistemelor cu variații bruște ale parametrilor [14.4/E6], elaborarea unui model și a unei metode de analiză pentru un regulator autoacordabil cu dublă viteză de eșantionare [14.4/E2], precum și unele aspecte practice privind proiectarea regulatoarelor adaptive de ordin arbitrar [14.4/E5]. Prezentăm în continuare principalele aspecte ale lucrărilor din domeniul care a constituit obiectul acestei secțiuni.

Conducerea sistemelor cu mai multe intrări și mai multe ieșiri reprezintă una din problemele de comandă pentru care tehnicile de conducere autoacordabilă oferă soluții ce se utilizează cu succes în cadrul unor aplicații dintre cele mai diverse.

Lucrarea 14.4/E1 prezintă o nouă variantă de regulator autoacordabil multivariabil, care depășește multe din restricțiile ce apar în cadrul altor abordări prezentate în literatură. Astfel, regulatorul poate fi utilizat în conducerea sistemelor la care valorile întîrzierilor dintre perechile intrare/ieșire sînt diferite, necunoscute, sau variabile, fără a necesita un număr excesiv de parametri. De asemenea, poate fi utilizat în conducerea sistemelor instabile și/sau de fază neminimă și realizează o decuplare a interacțiunilor buclelor de comandă, atît în regim staționar, cît și în regim dinamic.

Determinarea legii de conducere autoacordabile se face pentru următorul model linear, stohastic, discret cu l-intrări și l-ieșiri:

$$\mathbf{A}(z^{-1})Y(t)=\{B^{ij}(z^{-1})z^{-k^{ij}_{min}}\}U(t)+\mathbf{C}(z^{-1})\xi(t)+d \qquad (1)$$

unde: U și Y sînt vectorii deviațiilor intrărilor și ieșirilor de la valorile medii; $\mathbf{A}(z^{-1})$ și $\mathbf{C}(z^{-1})$ sînt matrice diagonale polinomiale x ; $\mathbf{B}(z^{-1})$ este o matrice polinomială x ; d este vectorul derivatelor constante ale ieșirii; k^{ij}_{min} este valoarea minimă estimată a întîrzierii dintre perechea intrare-ieșire i, j; ξ este o secvență de vectori aleatori necorelați de medie zero. Demn de remarcat este faptul că parametrii k^{ij}_{min} nu sînt supuși nici unei restrucții. Termenii k^{ij}_{min} pot avea valori diferite, dar dacă $k^{ij}_{min} < k^{ii}_{min}$, pentru $i \neq j$ sînt necesare valori viitoare ale comenzii. Abordarea prezentată impune o ordonare a intrărilor și ieșirii în scopul evitării acestei situații.

În cadrul lucrării se utilizează notația $\{X^{ij}(z^{-1})z^{-k^{ij}_{min}}\}$ pentru reprezentarea unei matrici $n_x \times n_x$ polinomiale $\mathbf{X}(z^{-1})$ cu elementele: $X^{ij}(z^{-1})z^{-k^{ij}_{miu}} = (x^{ij}_0 + - + x^{ij}_{n_{x^{ij}}} z^{-n_{x^{ij}}})z^{-k^{ij}_{min}}$.

În mod similar, se utilizează notația $\{x^i(t+k^{ii}_{min})\}$ pentru reprezentarea unui vector cu n_x componente:

$$[x^1(t+k^{11}_{min}), x^2(t+k^{22}_{min}), \ldots, x^{n_x}(t+k^{n_x n_x}_{min})]^T.$$

Ipoteza legată de forma matricei **A** nu este restrictivă în sens practic și conduce la o reducere semnificativă a complexității algoritmului.

Ordinul matricei $B^{ij}(z^{-1})$, $n_{B^{ij}}$ este selectat suficient de mare astfel încît timpul mort pentru perechea intrare-ieșire i, j să poată fi reprezentat prin $z^{-(k^{ij}_{min} \ldots + \ldots \tilde{k}^{ij})}$ obținut cînd coeficienții conducători $\tilde{k}^{ij}$ ai matricei $B^{ij}(z^{-1})$ au valori 0. Deci, estimarea on-line a parametrilor a^{ii}_m și b^{ij} permite modelului a se adapta la un proces cu timp mort necunoscut și variabil; o consecință a acestei abordări este obținerea unui algoritm autoacordabil de tip explicit.

Legea de comandă este analogă celei obținute de Clarke și Gawthrop (1979), funcția obiectiv fiind de forma:

$$I=\min E[\{\Phi^i(t+k^{ii}_{min})\}^T\{\Phi^i(t+k^{ii}_{min})\}] \qquad (2)$$

unde $\{\Phi^i(t+k^{ii}_{min})\}$ este vectorul ieşirilor generalizate, avînd componente, definit astfel:

$$\{\Phi^i(t+k^{ii}_{min})\} = \mathbf{P}(z^{-1})\{y^i(t+k^{ii}_{min})\} + \mathbf{Q}(z^{-1})U(t) - \mathbf{R}(z^{-1})W(t) \quad (3)$$

$\mathbf{P}(z^{-1})$ şi $\mathbf{R}(z^{-1})$ sînt matrice diagonale polinomiale l x l arbitrare, $\mathbf{Q}(z^{-1})$ este o matrice polinomială l x l arbitrară, iar $W(t)$ este vectorul mărimilor de referinţă.

În scopul obţinerii legii de comandă, matricea

$\left\{B^{ij}(z^{-1})z^{-k^{ij}_{min}}\right\}$ este rescrisă sub forma sumei a două matrici polinomiale:

$$\{B^{ij}(z^{-1})z^{-k^{ij}_{min}}\} = \{B^{ii}_D z(_1-z)^{-k^{ii}_{min}}\} + \{B^{ij}_{UL}(z^{-1})z^{-k^{ij}_{min}}\} \quad (4)$$

unde $\mathbf{B}_D(z^{-1})$ este o matrice diagonală polinomială, iar $\mathbf{B}_{UL}(z^{-1})$ este o matrice polinomială inferior şi superior triunghiulară.

În acelaşi mod se procedează şi cu matricea $\mathbf{Q}(z^{-1})$:

$$\mathbf{Q}(z^{-1}) = \mathbf{Q}_D(z^{-1}) + \left\{Q^{ij}_{UL}\, z^{(k^{ii}_{min}-k^{ij}_{min})}\right\} \quad (5)$$

unde indicii D şi UL au aceeaşi semnificaţie ca în cazul descompunerii anterioare.

Procedura de obţinere a legii de comandă se bazează pe următoarea identitate polinomială matriceală:

$$\mathbf{P}\mathbf{A}^{-1}\,\mathbf{C} = \mathbf{E} + \left\{(\mathbf{F}\mathbf{A}^{-1})^{ii}\, z^{-k^{ii}_{min}}\right\}$$

Expresia finală a legii de comandă care se obţine este următoarea:

$$S_D U(t) = -\mathbf{F}Y(t) + \mathbf{C}\mathbf{R}W(t) - \gamma - \left\{S^{ij}_{UL}\, z^{(k^{ii}_{min}-k^{ij}_{min})}\right\}U(t) \quad (6)$$

$$S_D = \mathbf{E}\mathbf{B}_D + \mathbf{C}\mathbf{Q}_D$$
$$S_{UL} = \mathbf{E}\mathbf{B}_{UL} + \mathbf{C}\mathbf{Q}_{UL}$$
$$\gamma = \mathbf{E}(1)d$$

În condiţiile ipotezei menţionate anterior, $k^{ii}_{min} < k^{ij}_{min}$ pentru $j=1, 2, \ldots,$ $(j \neq i)$, termenul al doilea al părţii drepte al ecuaţiei (6) este funcţie numai de datele trecute cunoscute şi deoarece S_D este o matrice diagonală, fiecare comandă este funcţie numai de intrările trecute, ieşirile trecute şi prezente şi de valorile de referinţă şi prin urmare poate fi determinată independent.

Comportarea sistemului în buclă închisă este descrisă de următoarea ecuaţie:

$$(\mathbf{B}_D\mathbf{P} + \mathbf{Q}_D\mathbf{A})\{y^i(t+k^{ii}_{min})\} = \mathbf{B}_D\mathbf{R}W(t) + \mathbf{Q}_D d +$$
$$+ \left\{\left[Q^{ii}_D B^{ij}_{UL} - B^{ii}_D Q^{ij}_{UL}\right] z^{(k^{ii}_{min}-k^{ij}_{min})}\right\} U(t) +$$
$$\mathbf{B}_D\mathbf{C}^{-1}(\mathbf{E}d - \gamma) + (\mathbf{B}_D\mathbf{E} + \mathbf{C}\mathbf{Q}_D)\{\xi^i(t+k^{ii}_{min})\} \quad (7.a)$$

Ecuaţia (7.a), nu reprezintă de fapt ecuaţia sistemului în buclă închisă, deoarece conţine un termen al intrării în membrul drept. Introducerea unui modul de decuplare a interacţiunilor dintre canale, care va fi discutat în continuare, anulează acest termen.

În cazul anulării exacte a interacţiunilor, ecuaţia (7.a) devine:

$$(\mathbf{B}_D + {} + \mathbf{Q}_D\mathbf{A})\{y^i(t+k^{ii}_{min})\} = \mathbf{B}_D\mathbf{R}W(t) + \mathbf{Q}_D d +$$
$$+ \mathbf{B}_D\mathbf{C}^{-1}(\mathbf{E}d - \gamma) + (\mathbf{B}_D\mathbf{E} + \mathbf{C}\mathbf{Q}_D)\{\xi^i(t+k^{ii}_{min})\} \quad (7.b)$$

Sistemul diagonal în buclă închisă este stabil dacă rădăcinile ecuaţiei caracteristice $\mathrm{Det}(\mathbf{B}_U\mathbf{P} + \mathbf{Q}_D A)$ sînt situate în afara cercului unitate.

Alegerea matricelor P şi Q_U se face astfel încît polii sistemului diagonal în buclă închisă să fie plasaţi la locaţiile specificate de proiectant:

$$B_DP+Q_UA=V$$

unde V este o matrice diagonală conţinînd polinoamele caracteristice ale sistemelor în buclă închisă, ale căror rădăcini reprezintă polii specificaţi pentru perechile intrare-ieşire.

Ecuaţia (8) reprezintă l seturi de ecuaţii lineare. Totuşi, deoarece sînt implicate numai matrice polinomiale diagonale, fiecare sistem de ecuaţii poate fi rezolvat independent de celelalte.

Ordinele matricelor P^{ii}, Q^{ii} şi V^{ii} se determină astfel:

(i) dacă $n_{B^{ii}}=0$: $n_{P^{ii}}=n_{A^{ii}}+1$, $n_{Q^{ii}}=1$, $n_{V^{ii}}\leqslant n_{A^{ii}}+1$

cu condiţiile: $Q^{ii}(1)=0$, $P_0^{ii}=1$

(ii) dacă $n_{B^{ii}}>0$: $n_{P^{ii}}=n_{A^{ii}}$, $n_{Q^{ii}}=n_{B^{ii}}$, $n_{V^{ii}}<n_{A^{ii}}+n_{B^{ii}}$

cu condiţia $Q^{ii}(1)=0$.

Obţinerea unei erori staţionare nule se realizează, în cazul unei bune estimări a termenilor derivă d, prin alegerea $Q^{ii}(1)=0$ pentru $i=1, \ldots, l$ (condiţie menţionată anterior) sau, în caz contrar, prin inserarea unui element integrator în fiecare din bucle, numai în perioadele cînd compensarea care se realizează pe baza valorilor derivei este incorectă sau inefectivă.

În scopul realizării unei decuplări dinamice a interacţiunii buclelor de comandă şi menţinerii validităţii procedurii de alocare a polilor, se impune îndeplinirea următoarei condiţii:

$$Q_D^{ii}B_{UL}^{ij}-B_D^{ii}Q_{UL}^{ij}=0 \qquad i, j=1, 2, \ldots, l;\ i\neq j \tag{9}$$

care rezultă din ecuaţia (7a).

În cadrul ecuaţiei (9) singurele polinoame necunoscute sînt Q_{UL}^{ij}, polinoamele B_{UL}^{ij} şi B_D^{ii} rezultînd în urma estimării, iar Q_D^{ii} în urma alocării polilor sistemului. Determinarea coeficienţilor polinoamelor Q_{UL}^{ij} se realizează printr-o tehnică de tipul celor mai mici pătrate modificată, care introduce o restricţie explicită ($Q_{UL}^{ij}(1)=0$ pentru $i, j=1, \ldots, l$ ($i\neq j$)) în scopul obţinerii decuplării statice complete.

Procedura de optimizare utilizată nu conduce la anularea exactă a interacţiunilor în regim dinamic, prin urmare nu există o bază teoretică care să garanteze succesul proiectării unui regulator utilizînd această abordare. În special, prezenţa unor interacţiuni reduse va modifica locaţiile polilor diagonali specificaţi şi va introduce poli suplimentari a căror poziţie nu poate fi determinată decît aproximativ. Totuşi, o decuplare efectivă poate cauza numai modificări minore ale polilor primari şi introducerea unor poli secundari fără importanţă. În această situaţie, eficienţa acestei abordări este demonstrată de autori în cadrul a două exemple în simulare, avînd ca obiect conducerea adaptivă a cutiei de lansare a unei maşini de fabricat hîrtie şi a unui proces instabil de fază neminimă.

În general, alegerea perioadei de eşantionare, în cazul utilizării algoritmilor de conducere autoacordabilă, se realizează pe baza următoarelor considerente:

(i) Perioada de eşantionare trebuie să fie suficient de mare pentru a permite efectuarea în timp real a calculelor;

(ii) O perioadă de eşantionare prea mare va avea ca rezultat obţinerea unui model nereprezentativ al instalaţiei, dacă aceasta are constante mici de timp.

Cele două cerinţe de mai sus pot deveni conflictuale. O soluţie de evitare a unui astfel de conflict este prezentată în *lucrarea 14.4/E2*. Soluţia constă în utili-

zarea de valori diferite pentru intervalele de timp care apar la eşantionarea ieşirii şi aplicarea comenzii. Modelul obţinut poate fi utilizat direct în estimarea para-intervalul de aplicare a comenzii. Strategia de comandă pe care se utilizează această abordare este strategia clasică de comandă autoacordabilă cu criteriu de varianţă minimă.

Într-o primă etapă autorii determină noul model al instalaţiei, diferit de cel iniţial, pentru cazul utilizării de intervale de timp diferite pentru eşantionarea ieşirii şi aplicarea comenzii. Modelul obţinut poate fi utilizat direct în estimarea parametrilor, pentru implementarea strategiei de comandă autoacordabilă, fiind disponibile prin măsurare la intervale de timp τ, toate valorile necesare ale ieşirii.

În scopul analizei proprietăţilor regulatorului rezultat sînt necesare încă (n—1) ecuaţii (n ordinul polinomului de autoregresie al ieşirii), pe lîngă ecuaţia modelului, care să descrie comportarea instalaţiei în termenii perioadelor τ şi $j\tau$; ecuaţia globală care rezultă reprezintă ecuaţia de pseudo-stare ce furnizează descrierea completă a instalaţiei.

Concluzia care se desprinde în urma analizei proprietăţilor regulatorului este că pentru sistemele de fază neminimă valorile măsurate la momentele $j\tau$ pot fi comandate de un regulator cu criteriu de varianţă minimă, în timp ce cele corespunzătoare momentelor τ pot fi controlate prin rădăcinile instabile.

Comparaţia rezultatelor obţinute, în cazul utilizării regulatorului autoacordabil propus şi a regulatorului autoacordabil convenţional, în termenii varianţei ieşirii şi a răspunsurilor sistemelor, scoate în evidenţă superioritatea soluţiei propuse de autori.

Lucrarea 14.4/E3 se înscrie în cadrul unui program de elaborare de noi metode de conducere autoacordabilă, în context multibuclă.

Abordarea utilizată este cea a conducerii în cascadă care, în context autoacordabil, s-a bucurat de atenţie redusă.

Clasa sistemelor la care comanda în cascadă este adecvată este reprezentată prin conectarea în serie a unui număr de sisteme de forma:

$$y_i(t) = \frac{B_i(t)}{A_j(s)} u_i(t) + d_i(t) \tag{10}$$

Interconectarea serie este specificată prin:

$$u_i = y_{i-1};\ i = 2, \ldots, N$$

Singura ieşire care se comandă este y_N, iar singura intrare disponibilă pentru comandă este u_1. Perturbaţiile d_1 sînt presupuse diferenţiabile de un suficient număr de ori; din considerente practice regulatoarele nu vor avea acţiuni pur derivative. Rezultatele prezentate în lucrare sînt în termenii regulatoarelor continue în timp.

Metodele prezentate sînt extensii ale metodei de conducere pentru o singură buclă, elaborată de autor. Metoda iniţială caută, pentru o perturbaţie nulă, să realizeze un răspuns specificat al sistemului în buclă închisă, la o intrare dată:

$$y(t) = \frac{1}{P(s)} w(t) \tag{11}$$

$$\text{grad}\,(P) = \text{grad}\,(A) - \text{grad}\,(B)$$

unde y reprezintă ieşirea sistemului:

$$y(t) = \frac{B(s)}{A(s)} u(t) + d(t) \tag{12}$$

w este mărimea de referinţă, iar d este o perturbaţie.

Dacă parametrii sistemului sînt cunoscuți, legea de comandă este dată de următoarea pereche de ecuații:

$$\Phi^*(t)=w(t)$$

$$\Phi^*(t)=\frac{F(s)}{C(s)}y(t)+\frac{G(s)}{C(s)}u(t) \quad (14)$$

unde polinoamele F și G reprezintă soluția unică a ecuațiilor:

$$P(s)=\frac{C(s)}{A(D)}=E(s)+\frac{F(D)}{A(s)} \quad (15)$$

$$\text{grad }(F)<\text{grad }(A)$$

$$G(s)=E(s)\ B(s) \quad (16)$$

Polinomul C este ales stabil și cu gradul mai mic cu 1 decît gradul polinomului A.

Dacă $d\neq 0$, comportarea sistemului în buclă închisă este dată de ecuația:

$$y(t)=\frac{1}{P(s)}w(t)+\frac{E(s)\ A(s)}{C(s)\ P(s)}d(t) \quad (17)$$

În scopul utilizării în context autoacordabil, o posibilă interpretare dată mărimii Φ^*, este de aproximare a valorii:

$$\Phi=P(s)\ y(t) \quad (18)$$

eroarea de predicție fiind definită astfel:

$$e(t)=\Phi(t)-\Phi^*t)=\frac{E(s)\ A(s)}{C(s)}d(t) \quad (19)$$

Există mai multe căi de extindere a metodei prezentate, în conducerea sistemelor în cascadă. După trecerea în revistă a unora dintre acestea (comanda unei singure bucle, ignorînd semnalele intermediare, ignorarea buclelor interne, luarea în considerare a buclelor interne) și a prezentării avantajelor și dezavantajelor acestora, autorul prezintă o metodă nouă, metoda predictorului recursiv, care permite ca un sistem în cascadă cu N bucle să poată fi comandat folosind N regulatoare autoacordabile, a căror complexitate depinde de fiecare subsistem, și care realizează decuplarea celor N bucle. Principala restricție a metodei o constituie faptul că modelele de referință ale celor N subsisteme trebuie să fie identice. Prezentăm pe scurt principiul metodei predictorului recursiv.

Obiectivul metodei este obținerea unui sistem în buclă închisă caracterizat prin ecuația:

$$y_N(t)=\frac{1}{P^N(s)}w(t) \quad (20)$$

cu restricția

$$\text{grad }(P)=\text{grad }(A_j(s))-\text{argd }(B_j(s)) \quad (21)$$

pentru toate $j=1, \ldots, N$

În acest scop se definește:

$$\Phi_{i,j}=p^i(s)y_j \quad (22)$$

Predictorul cu i=1, corespunzînd fiecărui sistem individual, este dat de expresia (14):

$$\Phi^*_{1,j}=\frac{F_j(s)}{C_j(s)}y_j+\frac{G_j(s)}{C_j(s)}y_{j-1} \tag{23}$$

unde

$$\frac{P(s)\,C_j(s)}{A_j(s)}=E_j(s)+\frac{F_j(s)}{A_j(s)} \tag{24}$$

și

$$G_j(s)=B_j(s)\,E_j(s) \tag{24}$$

Polinoamele $C_j(s)$ se aleg pentru fiecare subsistem.

Eroarea corespunzătoare este

$$e_{1,j}(t)=E_j(s)\,z(t) \tag{26}$$

Pornind de la aceste definiții, expresia recursivă de calcul care se obține pentru $\Phi_{j,j}$ este următoarea:

$$\Phi_{j,j}=P^{i-1}(s)\Phi_{1,j}=P^{i-1}(s)\Phi_{1,j}=P^{i-1}(s)\Phi^*_{1,j}+P^{i-1}(s)\,e_{1,j} \tag{27}$$

sau

$$\Phi_{i,j}=\frac{F_j(s)}{C_j(s)}\Phi_{i-1,j}+\frac{G_j(s)}{C_j(s)}\Phi_{i-1,j-1}+P^i(s)\,e_{i,j} \tag{28}$$

Există mai multe aproximări posibile ale mărimilor $\Phi_{i,j}$, dar pentru a fi utile, acestea trebuie să aibe următoarele proprietăți:

(i) eroarea de aproximare trebuie să depindă numai de perturbații nu și de semnalul de comandă (aproximarea nu afectează stabilitatea buclei închise)

(ii) aproximarea trebuie să fie realizabilă.

Cum $\frac{F_j(s)}{C_j(s)}$ și $\frac{G_j(s)}{C_j(s)}$ sînt proprii, un predictor $\Phi^*_{i,j}$ realizabil poate fi definit astfel:

$$\Phi^*_{i,j}=\frac{F_j(s)}{C_j(s)}\Phi^*_{i-1,j}+\frac{G_j(s)}{C_j(s)}\Phi^*_{i-1,j-1} \tag{29}$$

cu eroarea:

$$e_{i,j}=\Phi_{i,j}-\Phi^*_{i,j} \tag{30}$$

și formula recursivă de calcul pentru aceasta:

$$e_{i,j}=P^{i-1}(s)\,e_{1,j}+\frac{F_j(s)}{C_j(s)}e_{i-1,j}+\frac{G_j(s)}{C_j(s)}e_{i-1,j-1} \tag{31}$$

Pentru implementarea predictorului recursiv, în cazul unui sistem de comandă în cascadă cu N bucle, sînt necesare N perechi de polinoame $F_j(s)$, $G_j(s)$.

Acestea sînt generate (împreună cu valorile estimate ale mărimilor Φ_1^*) folosind N predictoare autoacordabile pentru $\Phi_{1,j}=P_{yj}$,fiecare operînd pe cîte unul din cele N sisteme de forma (10). Semnalul de comandă $u(t)(=y_0(t))$ poate fi determinat în două etape:

(1) Se calculează valorile de predicție: $\hat{\Phi}_{i,j}$ ce nu au legătură directă la comanda u, adică pentru $i<j$. Rezultă N valori $\hat{\Phi}_{i-1,i}$ pentru $i=1, \dots, N$.

(2) Alegînd $\hat{\Phi}_{N,N}=w$, se determină $\hat{\Phi}_{i,i}$, pentru $i=N-1, \dots, 0$ folosind ecuația (29). Semnalul de comandă este $u=\hat{\Phi}_{0\,0}$.

Soluția propusă este comparată cu alte cîteva abordări convenționale, exemplele prezentate ilustrînd că metoda predictorului recursiv conduce la legi de comandă mai simple, care asigură comportarea dorită a sistemului în buclă închisă.

În multe din aplicații, utilizarea regulatoarelor autoacordabile cu timp minim conduce la obținerea unor acțiuni de comandă puternice, care au drept consecință apariția unor răspunsuri oscilatorii, sau provoacă chiar instabilitatea sistemului. În scopul evitării acestor situații, se impune dezacordarea regulatorului, care conduce la obținerea unui răspuns mai lent, dar mai robust. În *lucrarea 14.4/E4* se prezintă o astfel de abordare în care, în locul utilizării timpului mort d, ca interval de timp după care ieșirea procesului va atinge valoarea dorită, se utilizează un interval de timp mai mare T, rezultînd o comandă cu orizont de predicție extins. Prezentăm pe scurt această abordare și cîteva din proprietățile teoretice ale algoritmului rezultat. Deducerea legii de comandă se face într-o primă etapă pentru un sistem cu parametri cunoscuți de forma:

$$A(q^{-1})y(t)=B(q^{-1})u(t)+b \tag{32}$$

unde u(t), y(t) sînt semnalele de intrare respectiv de ieșire, iar b este o constantă derivă. $A(q^{-1})$ și $B(q^{-1})$ sînt polinoame în operatorul de întîrziere q^{-1} astfel încît:

$$A(q^{-1})=1+a_1q^{-1}+a_2q^{-2}+\dots+a_nq^{-n}$$

$$B(q^{-1})=b_0+b_1q^{-1}+b_2q^{-2}+\dots+b_mq^{-m}$$

unde $b_i=0$ pentru $i=0, 1, 2, \dots, d-1$, ceea ce echivalează cu un timp mort egal cu d perioade de eșantionare. În cazul utilizării unui orizont de timp $T\geqslant d$, predictorul peste T pași pentru ecuația (32) rezultă de forma:

$$y(t+T)=G(q^{-1})y(t)+F(q^{-1})B(q^{-1})u(t+T-1)+F(1)b \tag{33}$$

unde $F(q^{-1})$ și $G(q^{-1})$ sînt polinoame de ordin $T-1$ și $n-1$ ce satisfac ecuația:

$$1-F(q^{-1})A(q^{-1})+q^{-T}G(q^{-1})$$

O formă mai convenabilă pentru ecuația (33) este următoarea:

$$y(t+T)=\Phi(t)'\theta \tag{34}$$

unde:

$$\Phi(t)'=[u(t+T-1), u(t+T-2), \dots, u(t-m), y(t), \dots, y(t-n+1), 1],$$

$$\theta'=[\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{m+T}, \alpha_1, \dots, \alpha_n, \delta]$$

În aceste condiții, comanda cu orizont extins se definește ca orice vector $\bar{u}(t)'=[u(t+T-1), u(t+T-2), \dots, u(t)]$ care satisface următoarea restricție:

$$y(t+T)^*=\Phi(t)'\theta \tag{35}$$

unde $y(t+T)^*$ reprezintă ieșirea dorită a procesului. Prezentăm în continuare una din strategiile de comandă care conduce la obținerea unor comenzi unice cînd $T>d$:

Strategia 1: Vectorul de comandă care minimizează efortul de comandă: $J=\sum_{i=0}^{T-} u(t+i)^2$ şi satisface restricţia (35) este dat de relaţia:

$$u(t+i)=\beta_i\left(\sum_{j=1}^{T}\beta_j^2\right)^{-1}\left[y(t+T)^*-\sum_{j=1}^{n}\alpha_j y(t-j+1)-\sum_{=1}^{m}\beta_{T+j}u(t-j)\right] \quad (36)$$

pentru $i=1, 2, \ldots, T$, $t=nT$, $n=0, 1, \ldots$

Sistemul (32) cu regulatorul (36) este stabil de tip intrare mărginită—ieşire mărginită şi $y(t)-y(t)^*=0$ pentru $t=nT$, $n=1, 2, \ldots$ cu $\gamma(z)\neq 0$ pentru $|z|\leqslant 0$, unde $\gamma(z)$ este un polinom utilizat în analiza stabilităţii.

În cazul regulatorului autoacordabil cu orizont de predicţie extins, estimarea parametrilor acestuia se realizează prin metoda celor mai mici pătrate recursivă şi se utilizează o variantă de algoritm cu factor de „uitare" variabil, care asigură bune proprietăţi de convergenţă şi stabilitate regulatorului. Algoritmul ce rezultă este următorul:

Algoritmul 1:

Date: $\{N_0>0,\ P(0)>0,\ \hat{\theta}(0),\ T\geqslant d,\ \Phi(-T+1)\}$, $\{r(t),\ y(t+T)^*,\ t>1\}$

Se alege $t=1$ şi se calculează:

1°. $e(t)=y(t)-\Phi(t-T)'\,\hat{\theta}(t-1)$

2°. $\lambda(t)=N_0\{N_0+e(t)^2/[1+w(t-1)]r(t)\}^{-1}$ unde

$w(t-1)=\Phi(t-T)'\,P(t-1)\Phi(t-T)r\,(t)^{-1}$

3°. $P(t)=\lambda(t)^{-1}\{P(t-1)-P(t-1)\Phi(t-T)'\,\Phi(t-T)P(t-1)/[\lambda(t)+w(t-1)]r(t)\}$

4°. $\hat{\theta}(t)=\hat{\theta}(t-1)+P(t)r(t)^{-1}e(t)$

5°. Dacă $t=nT$, $n=1, 2, \ldots$ se rezolvă $y(t+T)^*=\Phi(t)'\,\theta(t)$ folosind strategia 1.

6°. Se implementează comanda $u(t)$, se face $t=t+1$ şi se revine la pasul 1.

În cadrul algoritmului $r(t)$ este un factor de ponderare arbitrar, iar N_0 este lungimea nominală a „memoriei" ce ajustează viteza de adaptare a parametrilor.

Algoritmul determină la pasul 5°, T valori ale comenzii, care urmează a fi implementate în următorii T paşi. Autorul propune implementarea numai a primei valori a comenzii şi repetarea calculelor la noul pas, pentru determinarea unei noi valori a acesteia, implementare care s-a dovedit a fi deosebit de avantajoasă.

Proprietăţile teoretice ale algoritmului sînt conţinute în cadrul următoarelor rezultate:

Rezultat 1: Algoritmul produce secvenţele $0\leqslant\lambda(t)<1$ şi $P(t)>0$ pentru toate valorile t.

Rezultat 2: Regulatorul adaptiv descris de algoritmul 1 este stabil şi:

$\lim_{t\to\infty}\lambda(t)=1$, $\lim_{t\to\infty}e(t)=0$, $\lim_{n\to\infty}|y(nT+1)-y(nT+1)^*|=0$, $n=1, 2, \ldots$

şi $\|\Phi(t)\|$ şi $\|\tilde{\theta}(t)\|$ sînt uniform mărginite pentru toate valorile t, ($\theta(t)=\tilde{\theta}-\hat{\theta}(t)$). cu condiţia ca:

A1. $\gamma(z)\neq 0$ pentru $|z|\leqslant 1$

A2. $T\geqslant d$

A3. Marginile superioare pentru n şi m sînt cunoscute.

A4. $|y(t)^*|<K$ şi $0<\varepsilon_1\leqslant r(t)\leqslant\varepsilon_2<\infty$ pentru toate valorile t.

Lucrarea 14.4/E5 prezintă o interesantă şi promiţătoare abordare de sinteză a unor regulatoare cu structură generală şi ordin arbitrar, utilizînd un criteriu pătratic generalizat. Algoritmul de adaptare constă în două proceduri recursive de tip aproximare stohastică. Prima dintre acestea furnizează valorile estimate ale

parametrilor procesului, în timp ce a doua generează parametrii regulatorului, prin minimizarea unui criteriu pătratic generalizat. Performanţele regulatorului rezultat sînt analizate în cadrul unor simulări extensive. Analiza de convergenţă include studiul influenţei condiţiilor iniţiale şi a secvenţelor de ponderare asupra algoritmilor de estimare. Autorii ajung la concluzia că introducerea în cadrul algoritmului de comandă a filtrării referinţei este esenţială pentru rezolvarea eficientă a problemei de urmărire.

Algoritmul este de asemenea analizat în cazul unor valori mari ale intrărilor de referinţă şi a unor dinamici nemodelate a proceselor. Se demonstrează astfel că algoritmul se caracterizează printr-o robusteţe deosebită, conducînd la bune performanţe ale sistemului, chiar în cazul unor modificări abrupte ale referinţelor sau ale parametrilor.

Alte aspecte legate de elaborarea unor noi algoritmi destinaţi estimării parametrilor instalaţiilor, cu variaţii bruşte, în legătură cu proiectarea unor regulatoare autoacordabile adecvate sînt prezentate în *lucrarea 14.4/E6.* Cerinţele unei bune precizii şi capacităţi de urmărire care apar în cadrul acestor algoritmi sînt evident contradictorii şi par imposibil de realizat în cadrul unui algoritm cu un singur mod de operare.

În cazul algoritmului prezentat în lucrare, cele două cerinţe sînt separate prin includerea în algoritm a mai multor moduri de operare, fiecare fiind dedicat rezolvării unei situaţii speciale. Algoritmul poate fi privit ca un caz special, în cadrul unei clase destul de generale de algoritmi constînd dintr-o bancă de estimatoare sau filtre şi o regulă de selectare. La fiecare moment de timp sînt activate un număr de filtre — fiecare fiind destinat rezolvării unei situaţii specifice — prin regula de selectare. Selectarea se bazează pe datele furnizate de estimatoarele activate anterior. Algoritmul utilizat este de tip detector, a cărui aplicare este deosebit de avantajoasă în cazul în care situaţiile de funcţionare în regim normal sînt mult mai probabile decît celelalte. Datele din funcţionarea normală a instalaţiei şi semnalele aferente sînt memorate şi numai în cazul acţiunii detectorului de alarmă se activează unul din filtrele care lucrează în modul excepţional.

În modul de lucru normal, parametrii instalaţiei sînt presupuşi constanţi, dar necunoscuţi şi pentru estimarea lor se pot utiliza variantele recursive ale metodelor celor mai mici pătrate, celor mai mici pătrate extinse, verosimilităţii maxime. Eroarea de predicţie, obţinută în cadrul acestor algoritmi de estimare, conţine informaţii care se utilizează la verificarea ipotezelor de lucru în regim normal şi la comanda detectorului, în condiţiile ieşirii din modul de operare normal.

Modul de lucru excepţional este destinat urmăririi modificărilor parametrilor sistemului. Pentru estimarea parametrilor modelului se utilizează o versiune adaptivă la zgomot a filtrului Kalman. Calculele filtrului se efectuează off-line, numai valorile finale ale parametrilor modelului fiind utilizate direct în calculul comenzii.

În diferitele etape de lucru ale algoritmului de conducere adaptivă apare de asemenea necesară cunoaşterea dispersiei reziduurilor. Estimarea acesteia se realizează ca un estimator de tipul celor mai mici pătrate cu factor de „uitare" exponenţial, la care, în scopul evitării distrugerii valorii estimate în cazul modificării unui parametru al sistemului, se utilizează valorile întîrziate ale reziduurilor.

Experimentele realizate în simulare scot în evidenţă performanţe deosebite ale algoritmului de conducere adaptivă în cazul unor variaţii bruşte ale parametrilor sistemului; pot fi aduse unele îmbunătăţiri algoritmului, în ceea ce priveşte robusteţea, autorii făcînd şi unele sugestii în acest sens.

Sisteme autoacordabile cu criteriu linear pătratic

Lucrările prezentate în cadrul *secţiunii 14.4/F* sînt dedicate proiectării regulatoarelor adaptive autoacordabile utilizînd abordarea linear pătratică gaussiană. Utilizarea acestei abordări se poate justifica prin următoarele argumente:

— teoria conducerii optimale cu criteriu linear pătratic este frecvent utilizată cînd parametrii procesului sînt cunoscuți; tratarea cazului în care parametrii instalației sînt constanți dar necunoscuți apare deci ca o încercare de generalizare a unei teorii bine cunoscute;

— formularea foarte generală a acestei teorii permite obținerea unei expresii unice a comenzii pentru tratarea sistemelor deterministe sau stohastice;

— bazele teoretice ale conducerii optimale cu criteriu linear pătratic constituie un suport solid care poate fi utilizat și în rezolvarea problemelor de conducere adaptivă;

— criteriul linear pătratic reprezintă o generalizare a criteriului de varianță minimă, dar domeniul său de aplicare este mai extins, garantîndu-se stabilitatea sistemului (cînd parametrii procesului sînt cunoscuți), chiar în cazul sistemelor de fază neminimă.

Lucrările grupate în cadrul acestei secțiuni se referă la comanda adaptivă a sistemelor discrete stohastice [14.4/F1], abordarea MUSMAR (MUltiStep Multivariabile Adaptive Regulator) [14.4/F2], variantele implicită și explicită ale unui regulator autoacordabil rezultat prin rezolvarea a două ecuații polinomiale și a factorizării spectrale [14.4/F3], o nouă structură de regulator adaptiv global convergent [14.4/F5] și la proiectarea unor regulatoare simple autoacordabile, adecvate implementării pe microprocesoare [14.4/F6].

Prezentăm în continuare aspectele esențiale ale lucrărilor menționate.

Lucrarea 14.4/F1 tratează problema conducerii adaptive cu criteriu linear-pătratic a sistemelor discrete stohastice. Sistemele considerate în cadrul lucrării sînt de tip ARMAX, descrise prin următoarele relații:

$$y_n = A_1 y_{n-1} + \dots + A_p y_{n-p} + B_1 u_{n-1} + \dots + B_q u_{n-q} + \varepsilon_n,$$
$$E\|y_0\|^2 < \infty \tag{1}$$

$$\varepsilon_n = F_n w_n + C_1 F_{n-1} w_{n-1} + \dots + C_r F_{n-r} w_{n-r} \tag{2}$$

cu

$$E(w_n w_n^T \mathscr{F}_{n-1}) = I, \quad E(w_n / \mathscr{F}_{n-1}) = 0, \quad E \operatorname{tr} F_n F_n^T < \infty \tag{3}$$

unde

$$\mathscr{F}_n = \sigma\{w_i,\ i \leqslant n\}$$

Se presupune că F_n este $\mathscr{F}_n$ — măsurabilă și că A_i, B_j, C_k, $i=1, \dots, p$, $j=1, \dots, q$, $k=1, \dots, r$ sînt matrice deterministe necunoscute, constante.

Fie $\{y_n^*\}$ secvența mărimilor de referință deterministe mărginită. Funcția obiectiv utilizată pentru determinarea legii de comandă adaptivă este de forma:

$$J(u) = \overline{\lim} \, E \sum_{i=0}^{N-1} [(y_i - y_i^*)^T Q_1 (y_i - y_i^*) + u_i^T Q_2 u_i] \tag{4}$$

Principalele rezultate ce se regăsesc în lucrare sînt următoarele:

I) Se prezintă o formulă explicită pentru evaluarea funcției obiectiv în termenii parametrilor sistemului, acțiunilor de comandă și soluției ecuației Riccati; se determină apoi valoarea optimă a acestei funcții și a setului asociat de comenzi optimale folosind anumite condiții de stabilitate, observabilitate și controlabilitate ale sistemului; această problemă este diferită de problema de optimizare pătratică standard.

II) Se arată că dacă valorile estimate ale parametrilor, obținute în cadrul unui modul de identificare al buclei de comandă adaptivă, sînt puternic consistente (converg aproape singur), se poate determina o lege de comandă adaptivă care realizează — cu o probabilitate ridicată arbitrară — o funcție obiectiv arbitrar

apropiată de valoarea optimă; acest rezultat necesită îndeplinirea condiției de fază minimă a părții sistemului referitoare la zgomot.

Este cunoscut faptul că principalele limitări ale regulatoarelor autoacordabile standard se datoresc utilizării unor criterii de performanță constînd dintr-o funcțională de cost pe un singur pas înainte. S-a impus, prin urmare, elaborarea unor scheme de comandă adaptive de tip autoacordabil bazate pe funcționale de cost cu orizont de comandă pe mai mulți pași. O astfel de abordare, MUSMAR (MUltiStep Multivariabile Adaptive Regulator) este prezentă în lucrarea 14./F2. Prezentăm pe scurt formularea problemei de optimizare care stă la baza algoritmului adaptiv:

Fie instalația cu intrările $u(k) \in R^m$ și ieșirile $y(k) \in R^p$ a cărei comportare dinamică poate fi descrisă printr-o reprezentare Gauss-Markov discretă:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + Ke(k) \tag{1}$$
$$y(k) = Cx(k) + e(k)$$

sau printr-o reprezentare echivalentă ARMAX:

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k) + C(q^{-1})e(k) \tag{2}$$

unde $x(k) \in R^n$; $e(k)$ este procesul de inovație a ieșirilor $y(k)$; A, B, K, C sînt matrice de dimensiuni corespunzătoare, iar $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$, $C(q^{-1})$ sînt matrice polinomiale în operatorul de întîrziere q^{-1}.

$$A(q^{-1}) = I + \sum_{i=1}^{n} A_i q^{-i}; \quad B(q^{-1}) = \sum_{i=1}^{n} B_i q^{-i} \tag{3}$$

$$C(q^{-1}) = I + \sum_{i=1}^{n} C_i q^{-i}; \text{ cu } C(q^{-1}) \text{ de fază minimă.}$$

Instalației i se asociază următoarea funcțională de cost pătratică definită peste T+1 pași:

$$E[J(t, t+T)] := (T+1)^{-1} E\left[\left\| \tilde{y}_{t+1}^{t+T+1} \right\|_{Q_y}^2 + \left\| u_t^{t+T} \right\|_{Q_u}^2 \right] \tag{4}$$

unde: T=1, 2, ...

$$\tilde{y}(k) := y(k) - \bar{y}(k) \tag{5}$$

$\bar{y}(k)$ fiind vectorul de referință al ieșirii

$$\gamma_{k-s}^{k} := [\gamma'(k)\,\gamma'(k-1) \ldots \gamma(k-s)]'; \quad Q_y = Q_y' \geqslant 0$$

$Q_u = Q_u' \geqslant 0$; $\|\gamma\|_Q^2 := \gamma' Q \gamma$, (′) reprezintă operația de transpunere.

Se presupune că strategia de comandă admisibilă constă în selectarea intrărilor u(k) corespunzătoare unei legi de reacție neanticipative lineare:

$$u(k) = F(k)s(k)$$

$$s'(k) := \left[\left| \tilde{y}_{k-n+1}^{k} \right| u_{k-n}^{k-1} \left|' \bar{y}_{k-n-1}^{k+T+1} \right|' \right] \tag{6}$$

Astfel, problema de optimizare MUSMAR poate fi formulată astfel: fiind dată secvența matricelor de amplificare de reacție

$$F_{t+1}^{t+T} := \left\{ F(t+1), F(t+2), \ldots, F(t+T) \right\} \tag{7}$$

să se determine matricea de reacție L(t) astfel încît:

$$u(t) = L(t)s(t) \text{ să minimizeze } E[J(t, t+T) | F_{t+1}^{t+T}]$$

Problema formulată este utilizată în cadrul unei scheme de conducere adaptivă, conducînd la următorul algoritm:

1°. Fiind date toate datele I/E pînă la momentul t+T+1, y^{t+T+1}, u^{t+T}, $\bar{y}^{t+T+1}$, se estimează prin metoda celor mai mici pătrate parametrii $\hat{\Theta}(t+T+1)$ și $\hat{\psi}(t+T+1)$ în următorul model de predicție pe mai mulți pași:

$$\left[\left|\tilde{y}_{t+1}^{t+T+1}\right|\left|\bar{u}_t^{t+T}\right|\right]=\Theta u(t)+\psi s(t)+v(t) \quad t=1, 2, \ldots \tag{8}$$

2°. Se rezolvă problema celor mai mici pătrate

$$\min_{L(t)} \|\hat{\Theta}(t+T+1)L(t)+\hat{\psi}(t+T+1)\|^2_{Q_{T+1}} \tag{9}$$

3°. Se alege F(t+T+1)=L(t) și se aplică instalației la momentul t+T+1, comanda $u(t+T+1)=L(t)s(t+T+1)+n(t+T+1)$, (10)
unde n(k) este un zgomot alb de medie zero și intensitate redusă, independent de instalație, care se suprapune peste componenta de reacție a comenzii și care asigură nesingularitatea problemei de estimare a matricelor și ψ.

Soluția problemei de optimizare L(t) poate fi exprimată în mod echivalent, astfel:

1°. Se estimează prin metoda celor mai mici pătrate parametrii μ_i, Φ_i, θ_i, ψ_i în modelul predictiv pe mai mulți pași:

$$u(t+i-1)=\mu_i u(t)+\Phi_i s(t)+v_i(t) \tag{11}$$

$$\tilde{y}(t+i)=\theta_i u(t)+\psi_i s(t)+w_i(t)$$

i=1, 2, ..., T+1, unde $v_i(t)$ și $w_i(t)$ sînt ambele necorelate cu $[u'(t)s'(t)]'$

2°. Se calculează:

$$L(t)=\sum_{i=1}^{T+1}\pi_i L_i(t) \tag{12}$$

unde

$$\pi_i:=\left[\sum_{j=1}^{T+1}(\mu_j' q_u \mu_j+\Theta_j' q_y \Theta_j)\right]^{-1}\left[\mu_i' q_u \mu_i+\Theta_i' q_y \Theta_i\right] \tag{13}$$

$$L_i(t):=-\left[(\mu_i' q_u \mu_i+\Theta_j' q_y \Theta_j)\right]^{-1}\left[\mu_i' q_u \Phi_i+\Theta_i' q_y \psi_i\right] \tag{14}$$

Menționăm că $L_i(t)$ rezolvă problema (1)—(7) cu (4) înlocuit printr-o funcțională de cost pe i pași înainte cu orizont de un pas:

$$E\left[\|\tilde{y}(t+i)\|^2_{q_y}+\|u(t+i-1)\|^2_{q_u} \,\middle|\, F_{t+1}^{t+i-1}\right] \tag{15}$$

iar $u_i(t):=L_i(t)s(t)$ este intrarea optimală corespunzătoare. Astfel, intrarea MUSMAR relativă la un orizont de T+1 pași poate fi interpretată ca superpoziția comenzilor $u_i(t)$, definită cu matricile de ponderare $\pi_i=\pi$ $\sum_{i=1}^{T+1}\pi_i=I$. Deci ecuațiile (12)—(14) sugerează realizarea legii de reacție MUSMAR în termenii a T+1 canale paralele individuale corespunzătoare unor funcționale de cost pe i pași înainte, cu orizont de un singur pas.

Analiza și studiul prin simulare al regulatorului adaptiv confirmă calitățile acestuia, în situații în care alte regulatoare nu fac față: instalații de fază neminimă, instalații al căror ordin este subestimat, instalații cu funcții de transfer ce nu sînt pozitiv definite, instalații cu comportare patologică.

Lucrarea 14.4/F3 prezintă variantele explicită și implicită ale unui regulator autoacordabil care utilizează tot abordarea linear pătratică gaussiană. Sistemul este reprezentat printr-un proces autoregresiv și de medie alunecătoare a cărui structură este prezentată în fig. 7.

Semnalele referință, perturbație și zgomot de măsură se presupun stabile și sînt notate r, n și respectiv v.

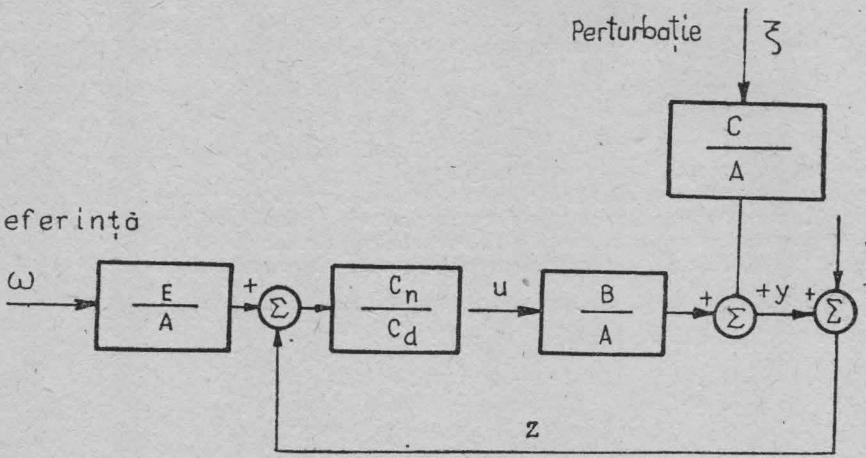


Fig. 7. Structura sistemului în buclă închisă.

Funcția de transfer a instalației este de forma:

$$W_1(z^{-1})=B(z^{-1})/A(z^{-1}) \tag{16}$$

unde $z=e^{sT}$, iar T este perioada de eșantionare. Instalația poate fi instabilă, de fază neminimă și poate include o întîrziere de valoare $k_1 \geqslant 1$.

Polinoamele $B(z^{-1})$ și $A(z^{-1})$ se presupun de forma:

$$B(z^{-1})=z^{-k}(b_0+b_1z^{-1}+\ldots+b_{n_b-k}z^{-(n_b-k)}),\ (b_{n_b-k}\neq 0) \tag{17}$$

$$A(z^{-1})=1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}+\ldots+a_{n_a}z^{-n_a} \tag{18}$$

Subsistemele perturbație și referință sînt notate cu $W_2=C/A$ și respectiv $W_3=E/A$ (pentru simplitatea notațiilor s-au omis argumentele polinoamelor). Polinomul A reprezintă cel mai mic numitor comun pentru toate cele trei subsisteme și prin ipoteză niciunul din aceste subsisteme nu include moduri ascunse instabile. Semnalele v, ξ și ω se presupun a fi staționare, de medie nulă, necorelate avînd covarianțele R_1, Q_2 și respectiv Q_3. Semnalul r poate de asemenea reprezenta o perturbație externă care să asigure îndeplinirea condițiilor de identificabilitate a sistemului în buclă închisă.

Criteriul de performanță utilizat în proiectarea regulatorului este de forma:

$$J=E\{Q_1e^2(t)+R_1u^2(t)\}. \tag{19}$$

Introducem în continuare factorii spectrali generalizați care se utilizează în analiza regulatorului:

$$Y\overline{Y}=(EQ_3E+CQ_2\overline{C}+AR\overline{A})/(A\overline{A}) \tag{20}$$

$$\overline{Y_1}Y_1=(\overline{B}Q_1B+\overline{A}R_1A)/(\overline{A}A) \tag{21}$$

Polinoamele D şi D_1 sînt stabile (mai corect 1/D şi $1/D_1$ sînt funcţii de transfer stabile):

$$Y\overline{Y}=D\overline{D}/(A\overline{A})\Rightarrow YD/A \quad (22)$$

$$\overline{Y}_1Y_1=\overline{D}_1D_1/(A\overline{A}\Rightarrow Y_1=D_1/A \quad (23)$$

S-a utilizat următoarea notaţie polinomială:

$$D=D(z^{-1})=d_0+d_1z^{-1}+\ldots+d_{n_d}z^{-n_d}$$

$$\overline{D}=D(z)=d_0+d_1z+\ldots+d_{n_d}z^{n_d} \quad (24)$$

$$\tilde{D}=z^{-n_d}\,\overline{D}=d_{n_d}+d_{n_d-1}z^{-1}+\ldots+d_0z^{-n_d}$$

Intrarea regulatorului şi eroarea de urmărire sînt notate prin:

$$e_1=r-z \quad (25)$$

şi respectiv

$$e\triangleq r-y \quad (26)$$

Ecuaţiile instalaţiei pot fi acum exprimate, utilizînd zgomotul alb de dispersie unitară ε, sub forma modelului inovaţiilor:

$$Ae_1=D\varepsilon-Bu \quad (27)$$

Procedura de proiectare a regulatorului optimal este sintetizată în cadrul următoarei teoreme:

Teoremă. Fiind dat sistemul descris anterior şi funcţia de cost (13), regulatorul optimal este dat de relaţia:

$$C_0=G_0/H_0 \quad (28)$$

G_0 şi H_0 reprezintă soluţia particulară unică de grad minim în raport cu F a următoarelor ecuaţii:

$$\begin{aligned}\overline{D}_1z^{-g}G+FA&=Bz^{-g}Q_1D\\ \overline{D}_1z^{-g}H-FB&=\overline{A}z^{-g}R_1D\end{aligned} \quad (29)$$

unde $g\triangleq\max(n_{d_1}, n_b, n_a)$. Aceste ecuaţii pot fi combinate pentru obţinerea ecuaţiei implicite:

$$AH+BG=D_1D \quad (30)$$

şi a polinomului caracteristic al sistemului în buclă închisă:

$$\rho_c=D_1D$$

Factorul spectral D_1 apare necesar în calculul legii de comandă, şi de modul în care acesta este definit, se pot obţine două variante ale legii de comandă:

(a) *Cu criteriu fixat.* Elementele de ponderare Q_1 şi R_1 din criteriu se presupun specificate şi pentru autoacordare se utilizează un algoritm de factorizare spectrală on-line pentru calculul lui D_1 din (23).

(b) *Cu spectru fixat.* Se presupune că D_1 este specificat, deci polii de comandă ai sistemului sînt fixaţi, iar parametrii regulatorului se determină din (30).

Prezentăm în continuare algoritmii de conducere autoacordabilă cu criteriu fixat în varianta explicită şi implicită:

Algoritmul 1 — varianta explicită

Date: Elementele de ponderare Q_1 și R_1 din criteriul (19).

Pasul 1°: Se estimează parametrii A, B și D utilizînd metoda celor mai mici pătrate extinsă și modelul:

$$Ae_1—D\varepsilon—Bu$$

Pasul 2°: Se determină factorul spectral stabil D_1 utilizînd ecuația:

$$\bar{D}_1D_1=\bar{B}BQ_1+\bar{A}AR_1$$

Pasul 3°: Se determină polinoamele G_0 și H_0 din ecuația:

$$AH_0+BG_0=D_1D \text{ unde } n_h=n_b-1 \text{ și } n_g=n_a-1$$

Pasul 4°: Se calculează comanda optimală

$$u^0=(G_0/H_0)e_1 \text{ și se revine la 1.}$$

Algoritmul 2 — varianta implicită

Singura diferență față de algoritmul 1 apare la pasul 3°, unde determinarea parametrilor regulatorului se realizează cu metoda celor mai mici pătrate utilizînd următorul model de predicție:

$$\hat{\Phi}=G_0e_b-H_0u_b+H_{02}\varepsilon, \text{ cu } \hat{\Phi}=D_1e_1$$

În cazul structurilor de regulatoare cu spectru fixat, prin specificarea factorului D_1 se evită în ambele variante ale algoritmului pasul 2° de calcul.

Algoritmul prezentat are o serie de avantaje, printre care menționăm:

— regulatoarele rezultate sînt stabile pentru toate valorile parametrilor de ponderare din criteriu, cînd instalația este cunoscută, chiar în situația în care aceasta este instabilă sau de fază neminimă;

— prin alegerea corespunzătoare a funcției de cost pot fi introduse ușor acțiuni itegrale;

— sînt luate în considerație referințele și perturbațiile stohastice;

— timpul mort nu apare explicit în calculul parametrilor regulatorului și în consecință valoarea acestuia nu trebuie cunoscută a priori.

În *lucrarea 14.4/E5* se prezintă o structură de regulator adaptiv discret global convergent pentru conducerea instalațiilor cu parametri constanți, dar necunoscuți. Deducerea algoritmului de comandă se face pentru un model scalar ARMAX cu întîrziere unitară, de forma:

$$Ay_k=q^{-1}Bu_k+Cw_k \tag{31}$$

cu q^{-1} operatorul de întîrziere, $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ și $C(q^{-1})$ operatori polinomiali de forma:

$$A(q^{-1})=1+a_1q^{-1}+\dots+a_nq^{-n}$$

$$q^{-1}B(q^{-1})=b_1q^{-1}+b_2q^{-2}+\dots+b_nq^{-m}$$

$$C(q^{-1})=1+c_1q^{-1}+\dots+c_lq^{-l}$$

y_k, u_k reprezintă ieșirea, respectiv intrarea instalației iar w_k este un semnal de tip zgomot alb, de covarianță mărginită.

Pentru operatorul $C(q^{-1})$ se impune ca $\left(C^{-1}-\frac{1}{2}\right)$ să fie strict real pozitivă, condiție satisfăcută cînd zgomotul Cw_k este „apropiat" de zgomot alb.

Presupunînd că modelul ARMAX este normalizat, astfel că l=m=n, se poate obţine următoarea reprezentare de stare a acestuia:

$$x_{k+1}=\Phi x_k+\Gamma u_k+Kw_k \tag{32a}$$

$$y_k=Hx_k+w_k \tag{32b}$$

unde

$$\Phi=\begin{bmatrix} -a_1 & 1 \cdots & 0 \\ -a_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & 1 \\ -a_n & & 0 \end{bmatrix},\ \Gamma=\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix},\ K=\begin{bmatrix} c_1-a_1 \\ c_2-a_2 \\ \vdots \\ c_n-a_n \end{bmatrix},\ H'=\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{32c}$$

în care valorile estimate ale stării $\hat{x}_{k/k-1}$, notate cu $\hat{x}_k$, se determină astfel:

$$\hat{x}_{k+1}=\Phi\hat{x}_k+\Gamma u_k+K\hat{w}_k,\ \hat{w}_k=y_k-H\hat{x}_k \tag{34}$$

Filtrul Kalman, asociat sistemului, are următorul polinom caracteristic:

$$\det[zI-(\Phi-KH)]=z^l\ C(z^{-1}) \tag{35}$$

Deoarece C(z) este de fază minimă, filtrul Kalman este asimptotic stabil, astfel încît $\hat{x}_k\to x_k$ şi $\hat{w}_k\to w_k$ cînd $k\to\infty$.

În scopul estimării parametrilor în cadrul algoritmului de conducere adaptivă se utilizează următoarea reprezentare de stare neminimală a modelului ARMAX (31)

$$\bar{x}_{k+1}=\bar{\Phi}\,\theta\,\bar{x}_k+\bar{\Gamma}u_k+\bar{K}w_k \tag{36a}$$

$$y_k=\theta'\bar{x}_k+w_k,\ \bar{\Phi}\,\theta=\bar{\Phi}_1+\bar{\Gamma}_1\theta' \tag{36b}$$

unde θ şi $\bar{x}$ reprezintă vectorul parametrilor modelului şi respectiv vectorul de stare neminimal:

$$\theta'=[-a_1-a_2\ \ldots\ -a_n\,b_1\,b_2\ \ldots\ b_m\,c_1\,c_2\ \ldots\ c_l] \tag{37}$$

$$\bar{x}_k=[y_{k-1}\,y_{k-2}\ldots y_{k-n}\,u_{k-1}\,u_{k-2}\ldots u_{k-m}\,w_{k-1}\,w_{-k2}\ldots w_{k-l}] \tag{38}$$

iar $\bar{\Phi}_1$, $\bar{\Gamma}_1$, $\bar{\Gamma}$ şi $\bar{K}$ sînt matrice corespunzătoare.

Filtrul Kalman, asociat modelului, furnizează valorile estimate $\hat{\bar{x}}_{k+1}$ şi $\hat{w}_k=y_k-\theta\hat{\bar{x}}_k$, care rezultă din relaţiile:

$$\hat{\bar{x}}_k=[y_{k-1}\ldots y_{k-n}\,u_{k-1}\ldots u_{k-n}\,\hat{w}_{k-1}\ldots\hat{w}_{k-l}] \tag{39a}$$

$$\hat{\bar{x}}_{k+1}=\bar{\Phi}_2\,\theta\,\hat{\bar{x}}_k+\bar{\Gamma}u_k+\bar{K}y_k,\ \bar{\Phi}_2\,\theta=\bar{\Phi}_1+(\bar{\Gamma}_1-\bar{K})\,\theta' \tag{39b}$$

şi are următorul polinom caracteristic:

$$\det[zI-\bar{\Phi}_2]=z^{n+m+l}\,C(z^{-1}) \tag{40}$$

Criteriul de performanţă pătratic utilizat, cu $Q\geqslant 0$, $R\geqslant 0$, este de forma:

$$J(x_k,k)=\lim_{t\to\infty}\frac{1}{t+1}E\left\{\sum_{k}^{k+t}x_i'Qx_i+u_i'Ru_i\right\} \tag{41}$$

Cu definiţiile date anterior, rezultă că ieşirile y_k sînt lineare atît în parametrii θ, cît şi în stările $\bar{x}_k$. Aplicarea metodei celor mai mici pătrate extinsă, modelului de stare neminimal conduce la următoarea procedură recursivă de estimare:

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1}\gamma_k P_k \hat{\bar{x}}_k (y_k - \hat{\bar{\theta}}'_{k-1} \hat{\bar{x}}_k) \tag{42a}$$

$$P_k = P_{k-1} - P_{k-1}\hat{\bar{x}}_k(\hat{\bar{x}}'_k P_{k-1}\hat{\bar{x}}_k + \gamma_k)^{-1}\hat{\bar{x}}'_k P_{k-1},$$

$$P_r = \left[\sum_0^r \gamma_i \hat{\bar{x}}_i \hat{\bar{x}}'_i\right]^{-1}$$

$$\hat{\bar{x}}_{+1} = \bar{\Phi}_2(\hat{\theta}'_k)\hat{\bar{x}}_k + \bar{\Gamma} u_k + \bar{K} y_k \tag{42c}$$

iniţializată cu $\hat{\bar{x}}_0=0$ şi $\hat{\theta}_k=0$ pînă cînd $k=r$, unde r este cel mai mic întreg astfel încît P_r există. În practică se poate utiliza $\gamma_k=1$, deşi pentru garantarea convergenţei golbale se impune o altă alegere (Moore ş.a. 1984).

În relaţia (42c) autorul introduce o perturbaţie în valorile estimate ale parametrilor $\Delta\hat{\theta}_k(\Delta A_k, \Delta B_k, \Delta C_k)$, a cărei alegere se face în condiţiile următoarelor restricţii:

(i) valorile de predicţie pe un pas înainte să nu se modifice:

$$(\hat{\theta}_k + \Delta\hat{\theta}_k)'\hat{\bar{x}}_{k+1} = \hat{\theta}'_k \hat{\bar{x}}_{k+1} \quad \text{sau} \quad \Delta\hat{\theta}'_k \hat{\bar{x}}_{k+1} = 0$$

(ii) estimatorul (42c) să fie exponenţial asimptotic stabil.

În aceste condiţi calculul comenzii se realizează cu relaţia:

$$u_k = -L_k x_k \tag{43a}$$

unde

$$\hat{x}_{k+1} = \Phi(\hat{\theta}_k + \Delta\hat{\theta}_k)\hat{x}_k + \Gamma u_k + K(y_k - H\hat{x}_k) \tag{43b}$$

$$L_k = \Omega_k^{-1}\Gamma'\hat{S}_k\Phi(\hat{\theta}_k + \Delta\hat{\theta}_k),\ \Omega_k = \Gamma'\hat{S}_k\Gamma + R \tag{43c}$$

$$\hat{S}_{k+1} = \Phi'(\hat{\theta}_k + \Delta\hat{\theta}_k)\cdot[\hat{S}_k - \hat{S}_k\Gamma(\Gamma' S_k\Gamma + R)^{-1}\Gamma'\hat{S}_k]\Phi(\hat{\theta}_k + \Delta\hat{\theta}_k) + Q \tag{43d}$$

cu $S_0=0$.

Rezultatele obţinute de autor privind proprietăţile regulatorului sînt sintetizate în următoarea teoremă:

Teoremă: Fie modelul ARMAX (31), $\left(C^{-1} - \frac{1}{2}\right)$ strict real pozitivă, schema de estimare recursivă (42) şi schema de comandă (43). În condiţiile alegerii parametrilor $\Delta\hat{\theta}_k$, satisfăcînd condiţiile de mai sus (i), (ii) şi asigurînd că perechea $[\Phi(\hat{\theta}_k + \Delta\hat{\theta}_k), \Gamma]$ este uniform complet stabilizabilă şi perechea $[\Phi(\hat{\theta}_k + \Delta\hat{\theta}_k), D]$, cu $D'D=Q$ este uniform complet detectabilă, schema de comandă adaptivă este aproape sigur global stabilă. Mai mult, algoritmul este global convergent, în sensul că mărimea de comandă converge asimptotic către valoarea optimală a comenzii LPG dacă $\Delta\hat{\theta}_k=0$ pentru toate valorile $k \geqslant k$ şi converge în vecinătatea valorii optimale a comenzii LPG, dacă $||\Delta\hat{\theta}_k||$ este mică cînd $k \to \infty$. Dacă în plus, la semnalele le comandă se adaugă semnale de tip excitaţie persistentă, în sensul conceptului autorului (Moore, 1983), se obţin estimaţii consistente ale parametrilor. De asemenea, dacă polinoamele A şi B în (31) nu au zerouri comune, atunci pentru valori suficient de mari k şi pentru toţi $k \geqslant k$, selecţia $\Delta\hat{\theta}_k=0$ poate asigura con vergenţa schemei de comandă către schema de comandă optimală LPG, avînd incluse semnale tip perturbaţie.

Pe lîngă avantajul asigurării convergenţei globale, soluţia prezentată are avantajul simplităţii din punct de vedere al calculului, în raport cu alte scheme global

convergente, bazate pe rezolvarea ecuațiilor Bezout pentru alocarea polilor, prin aceea că soluția ecuației Riccati este mai ușor de actualizat la fiecare iterație decît soluția unei ecuații Bezout.

Lucrarea 14.4/F6 este dedicată proiectării unor regulatoare simple autoacordabile, obținute prin combinarea unui nou algoritm de urmărire a parametrilor procesului (Kulhavy și Karny, 1983) și a unei metode de sinteză optimală cu criteriu pătratic pentru modele lineare intrare-ieșire (Peterka 1983).

Algoritmul de urmărire a parametrilor elimină dezavantajele utilizării metodei clasice a celor mai mici pătrate cu factor de „uitare" exponențială și protejează bucla de comandă adaptivă împotriva apariției unor valori bruște, exagerat de mari ale factorului de amplificare sau ale matricei de covarianță. Metoda de sinteză utilizată minimizează un criteriu pătratic de forma:

$$J_T=\frac{1}{T+1}E\left\{\sum_{\tau=T}^{t+T}[(y_{(\tau)}-w_{(\tau)})^2+\omega(\Delta u_{(\tau)})^2]+\omega_s\sum_{\tau=t+T-\partial b+1}^{t+T}(\Delta u_{(\tau)})^2\right\} \tag{44}$$

unde T este orizontul de comandă, $y_{(\tau)}$, $u_{(\tau)}$ și $w_{(\tau)}$ sînt ieșirea, comanda și respectiv ieșirea dorită a procesului. Penalizarea incrementelor intrării $\Delta u_{(\tau)}=u_{(\tau)}-u_{(\tau-1)}$ cu factorul $\omega\geqslant 0$ se face în scopul reducerii efortului de acționare al elementului de execuție; se asigură de asemenea anularea erorii în regim staționar, pentru orice nivel al semnalului de comandă.

Ultimul termen în criteriu, cu $\omega_s>0$, penalizează numai ultimele ∂b incremente ale intrării (∂b — numărul de valori întîrziate ale intrării care apar în modelul procesului) se introduce pentru asigurarea stabilității asimptotice a comenzii și în cazul $\omega=0$.

Legea de comandă care minimizează criteriul (44) este în general variabilă în timp, dar converge pentru $T\to\infty$ către legea de comandă în regim staționar (dacă aceasta există), care este independentă de ω_s.

Metoda propusă acoperă un mare număr de situații practice în care regulatorul poate fi utilizat: reglare cu simplă reacție, compensare a unei perturbații măsurabile, urmărire autoacordabilă, conducere după program, urmărire a unui model de referință.

Regulatoarele simple autoacordabile prezentate în lucrare sînt numeric robuste și adecvate implementării pe microprocesoare cu precizie redusă a operațiilor algebrice. Pe parcursul calculelor nu apar probleme de natură numerică, cu excepția situației în care modelul procesului nu este stabilizabil (factori comuni instabili). Calculul este organizat astfel încît această singură situație, în general de neevitat, poate fi ușor detectată și poziția elementului de execuție rămîne cea inițială, dinaintea apariției acestui incident.

Rezultatele obținute în simulare, precum și în cazul unor aplicații practice, scot în evidență potențialul acestor algoritmi în rezolvarea unui spectru larg de probleme de conducere a proceselor industriale.

BIBLIOGRAFIE

Moore, J. B. și R. Kumar (1983). An adaptive minimum variance regulation for non-minimum phase plant, *Automatica, 103.*

Moore, J. B., D. L. Mingori și B. D. O. Anderson (1984). Frequency shaped linear optimal control with transfer function Riccati equations, *Proc. 9th IFAC Congress,* Budapesta.

Kulhavy R. și Karny M. (1984). Tracking of slowly varying parameters by directional forgetting, *Proc. 9th IFAC Congress,* Budapesta.

Peterka V. (1984). On LQ Optimum Control of ARMAX Processes. *Proc. 9 th. IFAC Congress,* Budapesta.

Clarke, D. W. și Gawthrop, P. J. (1979), „Self-Tuning Control", *Proc. IEE, 126,* 633—640.

Ciclul
„SERVICE PENTRU
CALCULATOARE"

PROGRAMELE DE TEST PENTRU MINISISTEMELE INDEPENDENT ŞI CORAL. MEMENTO

ing. *Toma Creber*
(coordonare)
ing. *Ioan Budea*
IIRUC

CUPRINS

Lucrarea intenţionează să prezinte cît mai unitar cu putinţă problemele legate de sistemul de teste pentru familiile de minicalculatoare INDEPENDENT şi CORAL.

Urmărind orientarea specialiştilor şi inginerilor de sistem în acest domeniu destul de dinamic, lucrarea s-a axat pe caracteristicile esenţiale şi informaţiile strict necesare înţelegerii organizării şi rulării programelor de test.

Fiecare program de test este discutat de la identificare (nume pt. INDEPENDENT/nume pt. CORAL pînă la mesajul de sfîrșit evidențiind diferențele acolo unde a fost cazul.

Conținînd și o serie de informații rezultate din experiența utilizării lor, lucrarea nu epuizează problematica privind programele de test dorindu-se de fapt un început de acest gen; orice sugestie este deci binevenită.

1. GENERALITĂȚI TESTE MINISISTEME

SUPORTURI DE LIVRARE

INDEPENDENT	CORAL
— bandă perforată	— disc flexibil
— bandă magnetică	— disc cartridge
	— bandă magnetică

HARD MINIM NECESAR PENTRU TESTARE

Pentru testare sînt necesare următoarele condiții:

— unitatea centrală (INDEPENDENT sau CORAL) executînd corect funcțiile de panou

— minim 28 k cuvinte de memorie operațională

— echipamentul și cuplorul corespunzător suportului de livrare a testelor operaționale

— interfața de consolă și consola operaționale

IDENTIFICARE

Tabelul 1 conține lista programelor de test și echivalența lor pentru cele două sisteme

Programele de test pentru calculatoarele CORAL se identifică astfel: numele de 6 caractere XXTPnv indică prin:

XX inițialele dispozitivului testat
TP test program
n număr program din setul disponibil pentru un dispozitiv
v versiunea

EXEMPLU:

CPTP1C central procesor test program nr. **1** version **C**

CARACTERIZARE GENERALĂ

Fiecare program de test este alcătuit dintr-o succesiune de teste denumite în context subteste (notate T_i) care sînt executate în ordinea crescătoare a numărului.

Se testează întîi acțiunile elementare ca adresarea, scrierea sau citirea registrelor, apoi se execută funcții.

Programele permit și depanarea hard nu doar diagnosticarea, modificările necesare fiind minime și indicate în listinguri.

Testele permit utilizatorului impunerea condițiilor de rulare, cu ajutorul unui registru de control al rulării denumit SW.R. La calculatoarele INDEPENDENT, CORAL 4001A și 4011A, acest registru este reprezentat de conținutul locației de memorie de la adresa 176_8 și se numește CWR SOFT.

La calculatoarele CORAL 4001, 4011 acest registru este implementat pe panoul frontal, are adresa 177 570$_8$ și se numește SWR HARD. Locația de memorie $176_{(8)}$ (SWR SOFT) este folosită în acest caz numai dacă toate pozițiile SWR HARD sînt 1.

Poziționarea fiecărui bit din SWR (HARD sau SOFT) determină o condiție în rularea programului; interpretarea lor va fi dată pentru fiecare program în parte. Cîteva dintre facilitățile oferite de SWR sînt:

— oprire pe eroare;
— reluare program la sfîrșit de trecere;
— buclarea pe un subtest;
— inhibare mesaje de eroare;
— inhibare iterații pe subtest.

Tabelul 1

PROGRAME DE TESTARE

TIP TEST	NUME PT. INDEPENDENT	NUME PT. CORAL
TESTE DE UNITATE CENTRALĂ		
Test execuție instrucțiuni de bază	DFKAA	CPTP1C
Test execuție instrucțiuni aritmetice	DFKAC	CPTP2C
Teste întreruperi interne	DFKAB	CPTP3C
TESTE DE MANAGEMENT		
Test de bază management	DFKTA	MMTP1C
Test protecție pagini	DFKTB	MMTP5C
Test instrucțiuni MTPI, MFPI	DFKTC	MMTP3C
Test verificare moduri de lucru UC	DFKTD	MMTP4C
Test erori menagement	DFKTF	MMTP2C
Exerciser management	DFKTG	
TESTE DE MEMORIE		
Test de memorie	DZKMA	MEMT1C
Test paritate memorie	DCMFA	PART1C
TEST PENTRU INSTRUCȚIUNI DE VIRGULĂ MOBILĂ		
Test pentru instrucțiunile FADD, FMUL, FDIV,	DBKEA	CPTP4C
FSUB	DZK9A	DZK9A
TEST PENTRU EMULATORUL DE CONSOLĂ		
TESTE PENTRU PERIFERIA SIMPLĂ		
Test pentru ceasul de timp real simplu	DZLAE	LCTP1C
Test pentru ceasul de timp real programabil	DZKWA	PCTP1C
Test consolă sistem	DZKWB	AITP1C
Test lector/perforator bandă hîrtie	DZLAC	RPTP1C
Test lector de cartele	DZPCA	CRTP1C
Test imprimantă	DZCRA	LPTP1C
TESTE PENTRU DISCURI MAGNETICE		
Test interfață disc cartridge	DZRKJ	CDTP1C
Test scriere, citire, verificare, formatare	DZRKK	CDTP2C
Test dinamic	DZRKL	CDTP3C
Test exerciser de performanță	DZRKH	CDTP4C
Test interfață disc de masă	DZDDJ	MDTPAC
Test verificare formatare	DZDDK	MDTP5C
Test dinamic disc de masă	DZDDL	
TESTE PENTRU BANDA MAGNETICĂ		
Test interfață	DZTUC	MTTP3C
Test funcții de bandă	DZTUB	MTTP2C
Exersare scriere citire	DZTUA	
Exersare scriere citire în dublă densitate	DZTUAM	MTTP1C

Adresa de lansare universal variabilă pentru toate testele este 200 $_{(8)}$. Există şi alte adrese opţionale utilizate pentru a folosi facilităţile oferite de test, uşurînd astfel depanarea şi diagnosticarea; acestea se indică pentru fiecare test în parte.

Testele rulează după lansare pînă la o întrerupere externă sau pînă la întîlnirea unui HALT programat.

Trecerea corectă a testelor este semnalată prin scrierea unui mesaj la consola sistem sau prin semnal acustic.

2.1. PANOUL DE COMANDĂ ŞI CONTROL

Situat pe partea frontală a unităţii centrale permite:

1) pornirea şi oprirea calculatorului
2) iniţializarea sistemului
3) comanda calculatorului, afişarea informaţiilor

FUNCŢIILE PANOULUI DE COMANDĂ

În raport cu poziţia cheilor de comandă panoul permite următoarele funcţii:

— scriere în registrele generale ale unităţii centrale;
— scriere în registrele emulatorului FR (la I 100);
— scriere în registrul de stare program;
— scriere în memoria operativă;
— scriere în memoria de control
— citire din aceleaşi zone ca şi la scriere;
— execuţia unui microprogram de la adresă specificată de cheile de date;
— introducerea unui program în memoria de control de pe un suport extern (indicat de poziţia ultimelor trei chei de date);
— iniţializarea sistemului; lansarea sistemului de operare;
— execuţia unei instrucţiuni cu oprire după fiecare microinstrucţiune din cele ce o compun;
— execuţia unui program cu oprire după fiecare instrucţiune.

OBSERVAŢII:

1. Toate funcţiile prezentate sînt posibile doar pentru calculatoarele INDEPENDENT cele din seria CORAL avînd numai pentru modelele 4001, 4011 un panou frontal care permite şi alte funcţii decît iniţializarea sistemului şi afişarea stării acestuia.

2. Calculatorul INDEPENDENT 100 permite vizualizarea adreselor din memoria de control precum şi a R-BUS-lui unităţii centrale, facilităţi foarte utile în depanare.

3. Calculatoarele CORAL nu permit oprirea după fiecare microinstrucţiune din componenţa unei instrucţiuni.

4. Calculatorul INDEPENDENT 102 F permite oprirea după fiecare microinstucţiune din componenţa unei instrucţiuni dar nu are facilităţi de vizualizare a adresei din memoria de control.

2.2. EMULATORUL DE CONSOLĂ

Este un program scris în instrucţiunile emulate de minicalculatoarele INDEPENDENT şi CORAL; acesta asigură o primă interfaţă între utilizator şi calculator.

Este „ars“ în PROM-uri situate pe placa BOT la minicalculatoarele INDEPENDENT şi CPU la minicalculatoarele CORAL 4011 A, 4001 A, iar pentru calculatoarele CORAL 4001, 4011 se află situat pe placa de panou.

2.2.1. COMENZILE EMULATORULUI DE CONSOLĂ

Comenzile se împart în două categorii:

1. Cuprinde următoarele comenzi:

L **ADRESĂ⟨CR⟩**	pregătirea adresă (octal, obligatoriu pară)
D XXXXXX⟨CR⟩	constanta XXXXXX (un cuvînt) este depusă la adresa pregătită anterior. Valoarea maximă va fi 177777_8, iar pentru mai puţine cifre se face aliniere automată la dreapta.
E	examinare adresă pregătită anterior. Se afişează **la consolă** adresa şi conţinutul ei.
S(CR)	lansare program de la adresa pregătită anterior.

2. Comenzi de bootstrapare*:

DKn (n=0....7) ⟨CR⟩	bootstrapare disc DKn
MMn (n=0,1) ⟨CR⟩	bootstrapare bandă magnetică **n**
PR ⟨CR⟩	bootstrapare lector bandă hîrtie
DDn (n=0,1,2,3) ⟨CR⟩	bootstrapare disc DDn (numai la minicalculatoarele INDEPENDENT).
DPn (n=0,1,2,3) ⟨CR⟩	bootstrapare disc DPn (numai la minicalculatoare CORAL).
DX⟨CR⟩	bootstrapare floppy disc (numai la minicalculatoare CORAL şi numai unitatea 0).

OBSERVAŢII:

1. Pentru banda magnetică bootstraparea implică rebobinare la BOT şi citirea primului bloc; pentru disc citire sector O; pentru lectorul de bandă de hîrtie comanda determină citire ABSOLUTE LOADER.

2. Orice comandă de bootstrapare determină execuţia unui număr de teste, cel referitor la situaţia **primilor 28 K cuvinte de memorie fiind cel mai important. Dacă apare eroare în** in oricare test unitatea centrală execută un Halt afişînd la led-urile de adresă, adresa unde s-a detectat eroarea.

2.2.2. LANSARE EMULATOR DE CONSOLĂ

La minicalculatoarele INDEPENDENT emulatorul de consolă se lansează poziţionînd cheia **MPM ALD/SYS ALD** în poziţia **SYS ALD** şi acţionînd asupra cheii **START.** (Toate celelalte chei în poziţie inactivă.)

La minicalculatoarele CORAL 4001 A, 4011 A se apasă **SWITCH-ul INIT** de pe panoul frontal.

La minicalculatoarele CORAL 4001, 4011 se execută următoarea succesiune de operaţii:

— **switch-ul C/S** în poziţia S
— **switch-ul E/H/I** în poziţia I apoi în poziţia E.

Lansat programul afişează la consolă conţinutul registrelor R0, R4, R6, R5 (R5 conţine PC-ul dinainte de intrarea în emulatorul de consolă), iar pe rîndul următor caracterul aşteptînd introducerea unei comenzi din lista celor prezentate la 2.2.1.

2.3. ÎNCĂRCAREA PROGRAMELOR DE TEST DE PE BENZI PERFORATE

Programele de test livrate pe bandă perforată se încarcă în memorie cu ajutorul unui program numit ABSOLUTE LOADER. Acesta trebuie încărcat întîi şi prin execuţia lui se încarcă programele de test sau orice bandă perforată organizată după formatul standard recunoscut de acesta.

* BOOTSTRAPARE înseamnă încărcarea unui prin bloc de pe perifericul selectat reprezentînd un program special şi apoi trecerea controlului acestui program.

2.3.1. Format bandă încărcabil cu Absolute Loader

— o lungime oarecare neperforată
— perforaţia 1 001 } început bloc de date
— perforaţia 2 000 }

— perforația 3 BYTE COUNTER (LOW) } număr octeți în bloc
— perforația 4 BYTE COUNTER (HIGH) }
— perforația 5 LOAD ADDRESS (LOW) } adresa de încărcare în memorie
— perforația 6 LOAD ADRESS (HIGH) }
— perforația 7 și următoarele reprezintă DATE

:
:
:
:

— ultima CHECK SUM sumă de control

2.3.2. **Încărcare Absolute Loader**

1) Se pregătește în lectorul de bandă perforată programul ABSOLUT LOADER disponibil pe bandă perforată. Aceasta trebuie așezat cu zona de perforații 351_8 în dreptul stației de citire.

2) Se lansează emulatorul de consolă.

3) Se tastează comanda PR⟨CR⟩. Se încarcă astfel programul iar unitatea centrală execută un HALT afișînd la ledurile de adresă ale panoului frontal adresa $157500_{(8)}$ (chiar adresa de lansare a programului).

2.3.3. **Încărcare program de test de pe bandă perforată**

1) Se încarcă ABSOLUTE LOADER-ul.

2) Se pregătește în lectorul de bandă porforată programul dorit.

3) Se acționează cheile RESET și START în această ordine determinînd execuția ABSOLUTE LOADER-ului și astfel citirea programului dorit.

4) La terminarea încărcării fără eroare a acestuia unitatea centrală execută un HALT afișînd la ledurile de adresă ale panoului frontal adresa $157712_{(8)}$.

OBSERVAȚII:

1. Dacă apare eroare de CHECK SUM la un bloc de date, unitatea centrală execută un HALT afișînd la ledurile de adresă, adresa $157612_{(8)}$.
2. Programele de test sînt uneori perforate greșit de aceea se recomandă verificarea lor pe o configurație operațională.
3. Testele de memorie distrug Absolute Loadenul care trebuie reîncărcat.
4. Secvența prezentată este valabilă numai dacă încărcăm primul program de test sau precedentul a distrus Absolute Loadenul.

2.3.4. **Lansare program de test încărcat de pe bandă de hîrtie**

A) **De la consolă**

1) După încărcarea programului se lansează emulatorul de consolă.

2) Se tastează comanda: **L 200⟨CR⟩**
S⟨CR⟩.

B) **Prin funcții de panou** se scrie în registrul R7 valoarea $200_{(8)}$ apoi se acționează cheia START (toate celelalte chei în poziție inactivă).

2.4. ÎNCĂRCAREA TESTELOR DE PE SUPORTURI MAGNETICE

Pentru programele de test livrate pe suporturi magnetice, există programe de tip monitor de teste specifice fiecărui suport de livrare.

Denumirea generică a acestor programe este XXDP, unde XX are următoarele semnificații:

XX=RK (pentru programele aflate pe disc cartridge)

XX=TM, TH (pentru programele aflate pe bandă magnetică)

XX=RX (pentru programele aflate pe disc flexibil).

2.4.1. COMENZILE GENERALE XXDP

D⟨CR⟩	Tipărirea la consolă a listei programelor de pe suport în forma: NUME.EXT unde NUME este numele programului EXT este tipul programului EXT=BIN (binar) =LST (listă) =BIC (binar înlănţuibil) =TXT (text ASCII).
D/F⟨CR⟩	Tipărirea rezumată a conţinutului suportului la consolă.
D/L⟨CR⟩	Tipărirea rezumată a conţinutului suportului la imprimantă.
R NUME⟨CR⟩	Încărcarea şi lansarea în execuţie a programului NUME. Acesta trebuie să fie binar (cu extensia BIN sau BIC).
L NUME⟨CR⟩	Încărcarea în memorie a programului NUME.
S⟨CR⟩	Start (lansare) program încărcat anterior.
C NUME⟨CR⟩	Încărcarea şi lansarea în execuţie a lanţului de programe NUME. Acestea trebuie să aibe extensia BIC.
C NUME/QV⟨CR⟩	Încărcarea şi lansarea în execuţie a lanţului de teste NUME. Fiecare program este executat în acest fel o singură dată.

2.4.2. UTILITARE XXDP

UPD1 **UPD2** **UPD3**	Permit introducerea sau ştergerea de programe de pe suport precum şi crearea de noi suporturi bootstrapabile cu informaţie dorită.
XTECO	Editor de texte.
COPY1, COPY2	Programe de copiere.

OBSERVAŢII:

A) Isformaţii suplimentare se pot obţine din XXDP USER MANUAL MD-11-DZQXA.
B) OBŢINEREA UNUI LISTING HELP.
1. Se lansează monitorul XXDP.
2. Se tastează comanda RUPD2⟨CR⟩.
Programul cere introducerea datei (care trebuie făcută corect) apoi tipăreşte caracterul „*" şi aşteaptă comenzi.
3. Linia de comandă are una din următoarele variante:
PRINT DXO: HELP.TXT⟨CR⟩ pentru listare la imprimantă;
TYPE DXO: HELP.TXT⟨CR⟩ pentru listare la consolă.

2.4.3. LANSARE XXDP

1. Se lansează emulatorul de consolă.
2. Se bootstrapează perifericul pe al cărui suport se află programele de test.
3. Ca răspuns la bootstrapare se tipăresc la consolă cîteva mesaje ajutătoare după care se tipăreşte caracterul „•".

Din acest moment se pot introduce comenzile prezentate la 2.4.1.

2.4.4. LANSAREA PROGRAMELOR ÎN XXDP

1. Se lansează monitorul programelor de teste.
2. Se tastează comanda: **R PROGR.⟨CR⟩**
sau **L PROGR.⟨CR⟩**
S⟨CR⟩ cu PROGR.=numele programului dorit.

III. Teste pentru unitatea centrală

3.1. PREZENTAREA GENERALĂ

Programele de test pentru procesorul de bază sînt destinate detectării eventualelor erori din procesor. Ele se pot folosi şi în depanare modificînd anumite

localității de memorie indicate în listingul programului respectiv care devine necesar în acest caz.

Programele sînt alcătuite dintr-o succesiune de subteste T_i care sînt rulate în ordine crescătoare.

Erorile care pot apărea sînt de două tipuri:

— erori funcționale

— erori de secvență.

Erorile funcționale se datoresc executării defectuoase a unei instrucțiuni (rezultat incorect al unei operații ALU).

Erorile de secvență apar prin întreruperea secvenței normale de exploatare (execuție incorectă de salt).

Toate programele conțin o zonă de memorie în care se păstrează informații referitoare la starea programului. Principalele locații și semnificațiile acestora se vor indica pentru fiecare program în parte.

În descrierea testelor se face apel la modurile de adresare ale calculatorului astfel:

— **Mod 0** (direct) indică în registrul general folosit operandul.

— **Mod 1** (indirect) indică în registrul general folosit adresa operandului.

— **Mod 2** (autoincrement) indică în registrul general folosit adresa operandului; după adresare conținutul registrului se incrementează cu 2 sau 1 după cum instrucțiunea se referă la cuvînt sau BYTE. Dacă registrul folosit este 7 operandul se găsește imediat după instrucțiune, iar modul se numește imediat și incrementarea registrului se face numai cu 2.

— **Mod 3** (autoincrement indirect) indică în registrul general folosit adresa adresei operandului; după adresare conținutul registrului se incrementează cu 2. Dacă registrul este 7 modul se numește absolut, iar după instrucțiune se va găsi adresa operandului.

— **Mod 4** (autodecrement) indică în registrul folosit adresa operandului. Pentru găsirea acestuia conținutul registrului se decrementează cu 2 sau 1, după cum instrucțiunea este pe cuvînt sau BYTE și după decrementare indică adresa operandului.

— **Mod 5** (autodecrement indirect) indică în registrul folosit după decrementarea acestuia cu 2 adresa adresei operandului.

— **Mod 6** (indexat) conținutul registrului indicat adunat cu conținutul adresei următoare instrucțiunii determină adresa operandului. Dacă registrul este 7 modul se numește relativ, iar adresa operandului este dată de suma dintre conținutul adresei următoare instrucțiunii și valoarea următoarei adrese.

— **Mod 7** (indexat indirect) conținutul registrului indicat adunat cu conținutul adresei următoare instrucțiunii determină adresa adresei operandului. Dacă registrul indicat este 7 modul se numește relativ indirect, iar adresa adresei operandului este dată de suma dintre conținutul adresei următoare instrucțiunii și valoarea următoarei adrese de instrucțiune.

3.2. Testul INSTRUCȚIUNILOR DE BAZA DFKAA/CPTP1C

Programul face verificarea setului de instrucțiuni de bază al calculatorului. Verifică complet logica procesorului și microcodurile pentru toate instrucțiunile cu excepția:

— instrucțiunilor dispozitivului de gestiune a memoriei,

— instrucțiunea TRAP,

— instrucțiunilor referitoare la mecanismul de derutare sau întrerupere (RTT, RTI, WAIT, RESET, TRAP, EMT).

Lansarea programului se poate face de la adresa 200 (lansare standard) sau selectiv (începînd cu un alt subtest decît 1).

Lansarea selectivă presupune următorii pași:

1. Se încarcă locația STESTN (304) cu numărul subtestului minus 1 (în octal).
2. Se încarcă adresa de lansare a subtestului în locația de memorie 216 (octal).
3. Adresa de lansare: 204 (octal).
4. Lansarea.

ORGANIZAREA TESTELOR PENTRU PROCESORUL CENTRAL

T1 testează salturile datorate bitului Z (indicator condiție)
T2—T5 testează căile de date cu următoarele configurații:
T2 000000
T3 125252
T4 052525
T5 177777
T6—T17 verifică înscrierea și citirea în registrele generale a configurațiilor următoare:
T6 Ro exersat cu 0
T7 Ro exersat cu 1 și 0
T10 Ro exersat cu 0 și 1
T11 Ro exersat cu 1
T12 R1 exersat cu 1
T13 R2 exersat cu 1
T14 R3 exersat cu 1
T15 R4 exersat cu 1
T16 R5 exersat cu 1
T17 R6 exersat cu 1
T20—T23 verifică înscrierea și citirea PSW cu următoarele configurații:
T20 PSW exersat cu 0
T21 PSW exersat cu 1 și 0
T22 PSW exersat cu 0 și 1
T23 PSW exersat cu 1 (fără bit T)
T24—T30 verifică logica de shift și datele:
T24 shift bit 0 în bit 1
T25 shift bit carry în bit 0
T26 shift stînga bitul 0 în bitul carry
T27 shift bit 15 în bit 14
T30 shift dreapta bit 15 în bit carry
T31—T34 teste indicatori de condiții:
T31 salturi condiționate de bitul Z (indicator condiție)
T32 salturi condiționate de bitul N (indicator condiție)
T33 salturi condiționate de bitul V (indicator condiție)
T34 salturi condiționate de bitul C (indicator condiție)
T35 test pentru instrucțiune cu un singur operand în mod 0
T36 test pentru instrucțiuni cu un singur operand în mod 0
T37 test pentru instrucțiune cu un singur operand pe byte par în mod 0
T40 test pentru instrucțiune cu un singur operand în mod 1
T41 test pentru instrucțiune cu un singur operand pe byte par în mod 1
T42 test pentru instrucțiune cu un singur operand pe byte impar în mod 1
T43 test instrucțiune cu un singur operand în mod 2
T44 test pentru instrucțiune cu un singur operand pe byte par în mod 2
T45 test pentru instrucțiune cu un singur operand pe byte impar în mod 2
T46 test pentru instrucțiunea NEG în mod 0
T47 test pentru instrucțiunea NEG în mod 1
T50 test pentru instrucțiunea NEG în mod 2
T51 test pentru instrucțiune cu un singur operand în mod 3
T52 test pentru instrucțiune cu un singur operand pe byte par în mod 3
T53 test pentru instrucțiune cu un singur operand pe byte impar în mod 3

T54 test pentru instrucțiunea NEG în mod 3
T55 test pentru instrucțiune cu un singur operand în mod 4
T56 test pentru instrucțiune cu un singur operand în mod 5
T57 test pentru instrucțiune cu un singur operand în mod 6
T60 test pentru instrucțiune cu un singur operand în mod 7
T61 test pentru instrucțiune NEG mod 4
T62 test pentru instrucțiune NEG mod 5
T63 test pentru instrucțiune NEG mod 6
T64 test pentru instrucțiune NEG mod 7
T65 test pentru instrucțiune cu un singur operand cu registrul 7 în mod 2, 3, 6, 7
T66 test pentru instrucțiuni cu un singur operand mod 0 — nu se modifică instrucțiunea
T67 test pentru instrucțiuni cu un singur operand pe byte par în mod 0 — nu se modifică instrucțiunea.
T70 test pentru instrucțiuni cu un singur operand în mod 1 — nu se modifică instrucțiunea
T71 test pentru instrucțiuni cu un singur operand pe byte în mod 1 — nu se modifică instrucțiunea
T72 test pentru instrucțiunea cu un singur operand în mod 2 — nu se modifică instrucțiunea
T73 test pentru instrucțiunea cu un singur operand pe byte în mod 2 — nu se modifică instrucțiunea
T74 test pentru instrucțiunea cu un singur operand în mod 3
T75 test pentru instrucțiune cu un singur operand pe byte în mod 3
T76 test pentru instrucțiunea cu un singur operand în mod 4
T77 test pentru instrucțiunea cu un singur operand în mod 5
T100 test pentru instrucțiunea cu un singur operand în mod 6
T101 test pentru instrucțiunea cu un singur operand în mod 7
T102 test pentru instrucțiunea cu 2 operanzi în mod 0
T103 test pentru instrucțiunea MOV, sursa și destinația în mod 0
T104 test pentru instrucțiunea SUB, sursa și destinația în mod 0
T105 test pentru instrucțiuni cu 2 operanzi sursa în mod 0, destinația în mod 0
T106 test pentru instrucțiuni cu 2 operanzi sursa în mod 0 destinația în mod x
T107 test pentru instrucțiuni cu 2 operanzi sursa în mod 0 destinația în mod 0
T110 test pentru instrucțiuni cu 2 operanzi sursa în mod 0 destinația în mod x
T111 test pentru instrucțiuni cu 2 operanzi în mod 1
T112 test pentru instrucțiunea cu 2 operanzi în mod 1 byte par
T113 test pentru instrucțiunea cu 2 operanzi în mod 1 byte par — nu se modifică instrucțiunea
T114 test pentru instrucțiunea MOV mod sursă 1 mod destinație 0 byte par
T115 test pentru instrucțiune cu 2 operanzi mod 1 byte impar
T116 test pentru instrucțiune cu 2 operanzi în mod 2
T117 test pentru instrucțiune cu 2 operanzi în mod 2 pe byte par
T120 test pentru instrucțiune cu 2 operanzi în mod 2 pe byte impar
T121 test pentru instrucțiune cu 2 operanzi în mod 3
T122 test pentru instrucțiune cu 2 operanzi în mod 3 byte par
T123 test pentru instrucțiune cu 2 operanzi în mod 3 byte impar
T124 test pentru instrucțiune cu 2 operanzi în mod 4
T125 test pentru instrucțiune cu 2 operanzi în mod 5
T126 test pentru instrucțiune cu 2 operanzi în mod 6
T127 test pentru instrucțiune cu 2 operanzi în mod 7
T130 test pentru instrucțiune de rotație în mod 0
T131 test pentru instrucțiune de rotație în mod 1
T132 test pentru instrucțiune de rotație în mod 2
T133 test pentru instrucțiune de rotație în mod 3
T134 test pentru instrucțiune de rotație în mod 4
T135 test pentru instrucțiune de rotație în mod 5
T136 test pentru instrucțiune de rotație în mod 6

T137 test pentru instrucţiune de rotaţie în mod 7
T140 test pentru instrucţiunea SWAB mod 0
T141 test pentru instrucţiunea SWAB mod 1
T142 test pentru instrucţiunea SWAB mod 2
T143 test pentru instrucţiunea SWAB mod 3
T144 test pentru instrucţiunea SWAB mod 4
T145 test pentru instrucţiunea SWAB mod 5
T146 test pentru instrucţiunea SWAB mod 6
T147 test pentru instrucţiunea SWAB mod 7
T150 test pentru instrucţiunea JMP în toate modurile
T151 test pentru instrucţiunea JSR în toate modurile
T152 test pentru instrucţiunea RTS
T153 test pentru instrucţiunea MOV
T154 test pentru instrucţiunea BIT
T155 test pentru instrucţiunea BIC
T156 test pentru instrucţiunea BIS
T157 test pentru instrucţiunea INC
T160 test pentru instrucţiunea DEC
T161 test pentru instrucţiunea CLR
T162 test pentru instrucţiunea TST
T163 test pentru instrucţiunea SWAB
T164 test pentru instrucţiunea ADD
T165 test pentru instrucţiunea ABC
T166 test pentru instrucţiunea NEG
T170 test pentru instrucţiunea COM
T171 test pentru instrucţiunea SUB
T172 test pentru instrucţiunea SBC
T173 test pentru instrucţiunea ROL
T174 test pentru instrucţiunea ROR
T175 test pentru instrucţiunea ASL
T176 test pentru instrucţiunea ASR
T177 test pentru instrucţiunea SXT
T200 test pentru instrucţiunea XOR
T201 test pentru instrucţiunea SOB
T202 test pentru instrucţiunea MARX
T203 test pentru instrucţiunea MTPS
T204 test pentru instrucţiunea MTPS
T205 instrucţiunea RESET nu şterge PSW
T206 registrul R14 poate fi înscris cu 177777
T207 test independenţă USER KERNEL (R6/R14)
T210 test pentru instrucţiunea MFPI cu R6 în mod 0
T211 test pentru instrucţiunea MTPI cu R6 în mod 0
T212 test pentru ROM-UL de branch

OBSERVAŢII:

1. Programul DFKAA nu are opţiuni selectabile.
2. Pentru programul CPTP1C, SWR are următoarele semnificaţii:
   - SW15=1 pentru CORAL 4001
   - SW15=0 pentru CORAL 4011
   - SW7 =1 semnal acustic la consolă
   - SW7 = mesaj de sfîrşit de trecere.

ERORI

În caz de eroare programele execută un HALT oprind procesorul. Pentru identificarea erorii utilizatorul are la dispoziţie o zonă de memorie în care programele încarcă mereu informaţii despre starea lor. Următoarele locaţii sînt mai importante:

DENUMIRE	SEMNIFICAŢIE	ADRESA
MSGTY	Locaţie incrementată de la 0 la 1 cînd programul execută un HALT programat; Dacă locaţia este 0 se verifică stiva şi PC pentru a determina cauza.	**300**

FATAL	Locație încărcată cu număr unic înainte de execuție HALT; este sursa principală de indentificare a erorii.	302
TESTN	Locație folosită la distincția între erori de secvență și funcționale; identifică ultimul test executat cu succes.	304
PASS	Indică numărul iterațiilor fără erori; util în configurațiile fără TTY și detectarea penelor aleatorii.	306

Identificarea erorii urmează procedura:

1. Se citește locația MSGTY. Dacă este 1, HALT-ul a fost programat. Dacă este 0, HALT-ul a fost neprogramat. Se verifică PC-ul și dacă e derută se verifică și stiva localizînd astfel instrucțiunea nereușită.

2. Se citesc locațiile FATAL și TESTN. Dacă numărul unic asocit erorii este în testul cu numărul dat de TESTN eroarea este funcțională, altfel este eroare de secvență.

MESAJE DE SFÎRȘIT DE TRECERE

DFKAA	**END OF DFKAA**
CPTP1C	**CPTP1C DONE**

3.3. TESTUL INSTRUCȚIUNILOR DE VIRGULĂ FLOTANTĂ DBKEA/CPTP4C

Se testează instrucțiunile restrînse de virgulă flotantă: FADD, FMUL, FSUB, FDIV.

Testul necesită unitate centrală CORAL cu facilități hard pentru aceste instrucțiuni, iar pentru INDEPENDENT-100 extensia RAM

SWR	are următoarele opțiuni:
SW15	oprire pe eroare
SW14	buclare pe subtestul curent
SW13	inhibare mesaje de eroare
SW12	inhibare execuție cu bit T din PSW setat
SW11	inhibare iterații pe subtest
SW10	în 1 semnal acustic la eroare în 0 semnal acustic la sfîrșit de trecere
SW9	buclare pe eroare
SW8	buclare pe subtestul dat de SW7—0
SW7-SW0	numărul subtestului buclat cu SW8=1

DESCRIERE TEST INSTRUCȚIUNI DE VIRGULĂ FLOTANTĂ

T1	FADD	PSW=004	SP=R0	000000,000000+000000,000000=000000,000000
T2	FADD	PSW=040	SP=R1	040200,000000+040200,000000=040400,000000
T3	FADD	PSW=200	SP=SP	077777,177777=177777,177777=000000,000000
T4	FADD	PSW=310	SP=SP	052525,052525+152525,052524=044600,000000
T5	FADD	PSW=104	SP=R2	125200,000000+025177,177777=117200,000000
T6	FADD	PSW=350	SP=R5	135753,024642+100125,052525=135753,024642
T7	FADD	PSW=240	SP=R1	000052,125252+001357,024642=001357,024642
T10	FADD	PSW=150	SP=R5	100400,000000+000200,000000=100200,000000
T11	FADD	PSW=152	SP=R3	100200,000000+000377,177777=DEPĂȘIRE INFERIOARĂ
T12	FADD	PSW=200	SP=R4	000425,052525+100252,125252=000200,000000
T13	FADD	PSW=252	SP=SP	000200,000000+100377,177777=DEPĂȘIRE INFERIOARĂ
T14	FADD	PSW=310	SP=SP	100425,052525+000252,125252=100200,000000
T15	FADD	PSW=240	SP=SP	077652,125252+077452,125252=077777,177777
T16	FADD	PSW=102	SP=R1	177452,125253+177652,125252=DEPĂȘIRE SUPERIOARĂ
T17	FADD	PSW=350	SP=R4	177452,125252+177652,125252=177777,177777
T20	FADD	PSW=2	SP=SP	177652,125253+077452,125252=DEPĂȘIRE SUPERIOARĂ
T21	FSUB	PSW=50	SP=R1	177520,017552—135352,051107=177520,017552
T22	FSUB	PSW=40	SP=R0	125252,125252—125252,125253=017400,000000

T23 FSUB PSW=0 SP=SP 002460,123456—100177,177777=002460,123456
T24 FSUB PSW=200 SP=R4 000425,052525—000252,125252=000200,000000
T25 FSUB PSW=252 SP=SP 000425,052525—000252,125253=DEPĂŞIRE INFERIOARĂ
T26 FSUB PSW=350 SP=SP 177452,125252—077652,125252=177777,177777
T27 FSUB PSW=2 SP=R3 077652,125253—177452,125252=DEPĂŞIRE SUPERIOARĂ
T30 FSUB PSW=150 SP=R3 035152,125252—043125,052525=143125,052524
T31 FSUB PSW=250 SP=R0 143325,052525—135152,125252=143325,052525
T32 FSUB PSW=104 SP=R4 135152,125252—143325,052525=043325,052525
T33 FSUB PSW=340 SP=R5 043125,052525—035152,125252=043125,052524
T34 FMUL PSW=040 SP=R2 000000,000000×000000,000000=000000,000000
T35 FMUL PSW=350 SP=R2 140200,000000×052345,123456=152345,123456
T36 FMUL PSW=104 SP=R5 100125,052525×135753,024642=000000,000000
T37 FMUL PSW=204 SP=R3 161616,161616×000052,125252=000000,000000
T40 FMUL PSW=350 SP=SP 176452,125252×041500,000000=177777,177777
T41 FMUL PSW=102 SP=SP 076452,125252×041500,000001=DEPĂŞIRE SUPERIOARĂ
T42 FMUL PSW=200 SP=R1 124252,125252×114100,000001= 000200,000000
T43 FMUL PSW=312 SP=R0 024254,125252×114100,000000=DEPĂŞIRE INFERIOARĂ
T44 FDIV PSW=200 SP=SP 125252,125252/140200,000000=025252,125252
T45 FDIV PSW=053 SP=SP 052525,052525/100125,125252=ÎMPĂRŢIRE CU ZERO
T46 FDIV PSW=100 SP=R0 167452,125251/127652,125252=077777,177776
T47 FDIV PSW=242 SP=R4 067452,125252/127652,125252=DEPĂŞIRE SUPERIOARĂ
T50 FDIV PSW=310 SP=SP 167452,125252/027652,125253=177777,177777
T51 FDIV PSW=242 SP=SP 154200,000000/014377,177777=DEPĂŞIRE SUPERIOARĂ
T52 FDIV PSW=210 SP=R2 125252,125252/065252,125252=100200,000000
T53 FDIV PSW=12 SP=R1 025252,125251/065252,125252=DEPĂŞIRE INFERIOARĂ
T54 FDIV PSW=104 SP=R3 000000,000000/140670,123456=000000,000000
T55 FDIV PSW=353 SP=SP 1000052,052525/000006,123456=ÎMPĂRŢIRE CU ZERO
T56 FADD PSW=140 SP=PC 004000,105004+104000,104000=000401,000000
T57 FSUB PSW=250 SP=PC 104000,105004—104000,104000=100401,000000
T60 FMUL PSW=240 SP=PC 134600,073601×104000,164000=000401,000000
T61 FDIV PSW=340 SP=PC 102500,146000/104000,104000=036700,000000
T62 CALCULUL UNEI EXPRESII ARITMETICE
T62 TEST DEPĂŞIRE CAPACITATE STIVĂ
T64 EROARE DE ADRESĂ ÎN STIVĂ DETERMINĂ ABORT FADD, SP=R2
T65 EROARE DE ADRESĂ ÎN STIVĂ DETERMINĂ ABORT FMUL, SP=R5

OBSERVAŢII:

1. Aceste teste sînt corespunzătoare programul CPTP4C.
2. Programul DBKEA are după T63 următoarea organizare:
T64—T65 TESTE DEPĂŞIRE CAPACITATE STIVĂ.
T66 EROARE DE ADRESĂ ÎN STIVĂ DETERMINĂ ABORT.
T67 EROARE DE ADRESĂ ÎN STIVĂ DETERMINĂ ABORT.
T70 Întrerupere instrucţiune FMUL (PS=144, SP=R1) se execută corect.
T71 Întrerupere instrucţiune FDIV (PSW=051, SP=R4) se execută corect.
T72 Întrerupere instrucţiune FMUL (PSW=111, SP=R0) se execută corect .

LANSAREA

Lansarea testului se face de la adresa 200. Testul CPTP4C afişează un mesaj de identificare la consola sistemului, după care aşteaptă introducerea configuraţiei SWR.

OBSERVAŢIE:

Se recomandă trecerea de cel puţin 2 ori a acestor programe de test cu SWR=0, căci 2 treceri succesive diferă între ele prin bitul TRAP din PSW.

MESAJE DE EROARE

Forma mesajului de eroare este următoarea:

ADR PS SP ANS1 ANS2... ...ANS6 unde
ADR =Adresa de eroare a HLT
PS =Cuvîntul de stare program
SP =Conţinutul indicatorului de stivă
ANS1—6 reprezintă informaţii din stivă.

Apariția unei erori în program determină oprirea unității centrale.

Dacă o eroare de virgulă flotantă a fost prevăzută să apară, la adresa 244 există un vector de întrerupere ce determină revenirea pentru verificări chiar în testul respectiv. Altfel TRAP-ul este eronat și apare mesaj de eroare.

MESAJE DE SFÎRȘIT DE TRECERE

DBKEA
CPTP4C **„CPTP4C DONE"**
Opțional se poate folosi semnal acustic (bit 10 în SWR=0).

3.4. TEST ÎNTRERUPERI INTERNE DFKAB/CPTP3C

Programul testează toate operațiile și instrucțiunile care generează întreruperi. Se testează derutările datorate condițiilor:

1. Depășire capacitate stivă.
2. Eroare de adresă.
3. Instrucțiuni rezervate.
4. Moduri incorecte.
5. Întreruperi externe solicitate de un periferic și executarea corectă a instrucțiunilor RESET și WAIT legate de aceste întreruperi externe.

SWR

Pentru programul DFKAB nu există opțiuni selectabile (nu este folosit SWR), iar pentru CPTP3C el are următoarele semnificații:

SW15 =0 pentru CPU CORAL 4011.
SW15 =1 pentru CPU CORAL 4001.
SW7 =1 inhibare tipărire mesaj sfîrșit de trecere.
SW7 =0 tipărire mesaj sfîrșit de trecere.

ADRESE DE LANSARE

Adresa standard de lansare este 200_8.

Relansarea se poate face de la 200_8 cînd se dorește reinițializarea contorului de treceri sau de la 210_8 cînd nu se dorește acest lucru.

Programul permite buclarea pe un anumit test care se realizează inserînd o instrucțiune BRANCH, conform comentariilor din listing în locul instrucțiunii HLT.

ORGANIZAREA TESTELOR ÎNTRECERI

T1	autoincrement și autodecrement R6 pe cuvînt și octet
T2	transfer pe octet folosind R6
T3	operații pe byte cu adrese secvențiale pare și impare
T4	test biți de condiție
T5	apariție derută pentru instrucțiune rezervată
T6	decrementare R6 la apariția TRAP
T7	salvare corectă PC
T10	salvare corectă a indicatorilor de condiție și nivelului de prioritate
T11	încărcare corectă a noii stări program
T12	apariție derută la execuție instrucțiune TRAP
T13	decrementare SP pentru derută
T14	salvare corectă a PC
T15	salvare corectă a indicatorilor de condiții și nivelului de prioritate
T16	încărcarea corectă a noii stări program
T17	toate combinațiile instrucțiunii TRAP duc la derutare
T20	apare derută la execuție instrucțiune IOT
T21	SP se decrementează la derutare
T22	salvare corectă PC
T23	salvare corectă indicatori de condiție și nivel de prioritate
T24	încărcare corectă a noii stări program

T25	apariție derută la execuție EMT
T26	SP se decrementează la trap
T27	PC este salvat corect
T30	indicatorii de condiții și nivelul de prioritate se salvează corect
T31	noua stare program e corectă
T32	toate combinațiile EMT generează derutarea
T33	derutare la instrucțiunea TRACE — TRT
T34	SP se decrementează la derutare
T35	PC este salvat corect în stivă
T36	indicatorii de condiții și nivelul de prioritate se salvează corect
T37	noua stare program e corectă
T40	apare derutare pentru instrucțiuni ilegale
T41	decrementare SP la derutare
T42	PC-ul e corect salvat în stivă
T43	indicatorii de condiții și nivelul de prioritate se salvează corect
T44	noua stare program e corectă
T45	apare derutare pentru adresă ilegală
T46	SP-ul se decrementează corect
T47	PC-ul e salvat corect
T50	indicatorii de condiții și nivelul de prioritate se salvează corect
T51	noua stare program e corectă
T52	apare derutare pentru adresă ilegală
T53	SP-ul se decrementează corect
T54	PC-ul e salvat corect
T55	indicatorii de condiții și nivelul de prioritate se salvează corect
T56	noua stare program e corectă
T57	R6 decrementat sub valoarea 400_8 determină derutare
T60	decrementare R6 la derutare depășire limită stivă
T61	diferite tipuri de depășiri
T62	vectorul 7 generează derutare
T63	IOT
T64	EMT
T65	TRAP
T66	TRT
T67	ILLA
T70	ILLB
T71	simulare depășiri
T72	bit T din PSW poziționat determină derută
T73	SP-ul se decrementează
T74	PC-ul e salvat corect
T75	RTT șterge bit T din PSW
T76	RTT nu pierde instrucțiuni (execută o instrucțiune apoi face TRAP)
T77	RTI face TRAP fără a mai executa o instrucțiune
T100	R7 impar produce derută
T101	derută în derută cu bit T e inhibată pentru instrucțiunile TRAP
T102	bit-ul T e salvat corect în stivă
T103	derutare adresă inexistentă
T104	întrerupere de la consolă
T105	întreruperea curentă are loc înainte de TRAP
T106	întreruperea curentă are loc între TRAP-uri
T107	RESET
T110	RESET nu are efect asupra bit T
T111	consola la întrerupere aduce noua stare
T112	WAIT
T113	derutare pentru toate instrucțiunile rezervate

ERORI

Cauza erorii se află citînd conținutul locației TESTN (304) și verificînd dacă e identic cu numărul testului în care programul s-a oprit. În caz de necoincidență am avut salt incorect. TESTN conține numărul testului anterior saltului.

La coincidență trebuie consultat listingul pentru detalii.

Pentru opririle din cadrul zonei de memorie care conține vectorii de întrerupere (adresele 0-776$_8$) examinînd R7 se determină adresa de oprire deci și adresa vectorului de întrerupere și astfel tipul acesteia. Cu R6 se determină adresa din stivă la care a fost salvat PC-ul și astfel se găsește adresa următoarei instrucțiuni față de cea care a provocat derutarea.

3.5. TEST INSTRUCȚIUNI EXTINSE DFKAC/CPTP2C

DFKAB **END OF DFKAB**
CPT3C **CPTP3C DONE**

3.5. TEST INSTRUCȚIUNI EXTINSE DFKAC/CPTP2C

Se testează instrucțiunile: ASH, ASHC, MUL, DIV

ADRESE DE LANSARE

200$_8$ prima lansare obligatoriu de la această adresă
222$_8$ adresă de relansare pentru salvare numărător de treceri (numai la testul DFKAC)

SWR

SW15 oprire pe eroare
SW14 inhibare mesaje de eroare
SW 7 inhibare mesaj sfîrșit trecere și activare avertizor acustic (numai la programul CPTP2C)

Programul DFKAC are definit modul de operare în octetul SENVM aflat la adresa 421. Bitul 5 din acest octet poziționat determină inhibarea oricărei tipăriri la consolă.

DESCRIERE PROGRAM DE TEST EXTINSE

T 1— 36, **T 37— 50** } Teste instrucțiune ASH
T 51— 62 Configurația de date 125252 shiftată cu diferite valori și moduri de adresare
T 63—157, **T160—175** } Teste instrucțiune ASHC
T176—203 Diferite configurații de date shiftate la stînga și dreapta cu număr diferit de poziții
T204 Configurația 125252 shiftată cu 16 poziții
T205—217 Configurația 125252&125252 (dublu cuvînt) schiftată cu diferite valori stînga și dreapta în diferite moduri de adresare
T220—253 Exersare instrucțiune MUL pentru diferite configurații de date și diferite moduri de adresare
T254—306 Exersare instrucțiune DIV pentru diferite configurații de date și diferite moduri de adresare

MESAJE DE EROARE

Acestea au forma:
ADR **ERRNM** unde
ADR reprezintă adresa erorii
ERRNM reprezintă numărul erorii
Folosind aceste mesaje și listingul programului se determină cauza erorii

MESAJE DE SFÎRȘIT DE TRECERE

DFKAC **END OF DFKAC**
CPTP2C **CPTP2C DONE**

3.6. TESTE DE MEMORIE

3.6.1. TEST DE MEMORIE DZKMA/MEMT1C

Programele testează 0—124 kilocuvinte de memorie MOS sau cu ferite (cu sau fără biţi de paritate). Pentru rulare sînt necesare unitatea centrală CORAL sau I 100 operaţională precum şi consola

SWR are următoarele semnificaţii:

	I 100	CORAL
SW15	oprire în caz de eroare	
SW14	buclă pe testul definit de SW3—0	
SW13	inhibare tipărire erori	test refresh la 2 m sec
SW12	testare memorie peste 28 k folosind management	
SW11	activare modul de paritate	activare paritate; prima trecere fără paritate a doua cu paritate
SW10	oprire după fiecare subtest	
SW 9	inhibare relocare program	
SW 8	la eroare se tipăreşte numai primul bit eronat la fiecare 4 k	
SW 7	long galoping test	
SW 6	stabilire limite memorie testată; foloseşte locaţiile $322_{(8)}$ $324_{(8)}$ $326_{(8)}$ $330_{(8)}$ astfel biţii 17—16 din valoarea limitei inferioare — $322_{(8)}$ biţii 15—00 din valoarea limitei inferioare — $324_{(8)}$ biţii 17—16 din valoarea limitei superioare — $326_{(8)}$ biţii 15—00 din valoarea limitei superioare — $330_{(8)}$	
SW 5	inhibă tipărire mesaj sfîrşit de trecere	permite testare indicată de la terminal
SW 4	introducînd de la consolă CTRL/C) inhibă mesajele: PARITY GLP TST13 BNKxxx	
SW 3—0	număr de test ce se rulează primul	

OPRIRILE PROGRAMULUI

Adresă I 100	Adresă CORAL	Semnificaţii şi indicaţii
112	164	TRAP la locaţia 4; R6 conţine adresa din stivă unde s-a salvat PC-ul la TRAP
146	146	POWER FAIL; căderea tensiunii de alimentare; programul trebuie reîncărcat
1666	1614	oprire la sfîrşit test selectat de SW3—0 acţionînd START sau CONTINUE se trece la testul următor
6122	6544	oprire în caz de eroare selectată; cu START sau CONTINUE se continuă programul
6212	6622	CTRL/C tastat la consolă sau eroare fatală; cu START relansez programul pe I 100, CONTINUE determină continuarea pentru CORAL

Pentru I 100 opririle la adrese mai mici de 776 se datoresc întreruperilor accidentale sau întreruperilor externe şi sînt anormale.

Pentru CORAL adresele de oprire mai mici de 377 sînt întreruperi de la periferic.

Opririle la adrese mai mari ca 1 000 sînt executate sub controlul programului. În cazul în care programul este relocat adresa reală se determină astfel:

Pentru I 100:	SWHALT — 500 + (SAVR6)	SWAHLT este conţinut adresă 1670
Pentru CORAL:	PC — 500 + (SAVR6)	SAVR6 e conţinut adresă 350

ERORI

Editarea erorilor se face în următorul format de 6 cuvinte octale:

LOCAŢIA (1)	DATA CORECTĂ (2)	DATA INCORECTĂ (3)	PC (4)	EROAREA (5)	PASFLG (6)

Erorile de adresă și paritate sînt precedate de mesajele: „ADR ERR" respectiv „PAR ERR".

1 — locaţie din memorie unde s-a detectat eroarea
2 — conţinutul locaţiei stabilit prin program (aşteptat)
3 — conţinutul real al locaţiei respective
4 — adresa din program unde a fost apelată rutina de afișare a erorii (pen-DZKMA) respectiv PC-ul la eroare (pentru MEMTIC)
5 — cod eroare
6 — conţinut locaţie PASFLG (nerelevant)

OBSERVAŢIE:

Alte mesaje posibile sînt:

„NO MNG" (pentru DZKMA) sau **NO MNG AVAILABEE** (pentru MEMT1C) în cazul testării a mai mult de 28 kilocuvinte și MANAGEMENT-ul este inactiv.

„NO PARR" (pentru DZKMA) sau **NO PARR MODULES AVAILABLE** (pentru MEMT1C) la testare cu opțiune de paritate și nu e disponibil modulul de control la paritate.

„ERROR XXXX" unde XXXX reprezintă codul erorii în cazul erorilor fatale (irecuperabile).

LISTA CODURILOR DE ERORI

COD EROARE I 100	COD EROARE CORAL	SEMNIFICAŢII
0	—	TRAP la 4 în timpul execuției programului; eroare irecuperabilă.
1	1	Eroare de date; locațiile 0 la 430 nu au memorat corect datele de 0 și 1; eroare irecuperabilă; Ro conține data corectă, R1 conține adresa locației.
2	—	Tabela APT incorectă; eroare irecuperabilă.
3	2	Eroare operator; limita inferioară >28 kilocuvinte, iar SW12 nu este 1 (MGM inactiv).
4	3	Eroare operator; limita inferioară > limita superioară.
5	4	Eroare de secvență. La intrarea în test 0, valoarea locației TESTN diferit de 0. Se recomandă selectarea altui banc ca modul 0 și reîncărcarea programului.
6	5	Adresare duală. DATA CORECTĂ e o adresă selectată cînd aceeași dată a fost scrisă în locația incorectă. Se verifică circuite selecție modul.
7	6	Eroare de adresare și date. Asemănător cu eroarea anterioară, dar data scrisă e și ea eronată.
10	7	Eroare de date. Dacă data reală este 000000 poate fi o eroare de adresare. Altfel, se compară data așteptată cu cea reală și se determină biții eronați.

11	10	Eroare de adresare. Adresa respectivă se selectează deși este neexistentă fizic. Poate fi o problemă de adresare duală.
12	11	Eroare de secvență. La intrarea în testul 1 locația TESTN diferit de 1.
13	12	Eroare de date. Se compară configurațiile DATA CORECTĂ și DATA INCORECTĂ determinînd eroarea.
14	13	Eroare de secvență. La intrarea în testul 2 locația TESTN diferită de 2.
15	14	Eroare de adresare sau date. Dacă nu apare mesajul „ODR ERR“, atunci e posibil ca circuitul de selecție octet defect.
16	15	Eroare de secvență. La intrarea în testul 3 locația TESTN diferit de 3.
17	16	Adresare duală pentru biții de date ce diferă între DATA CORECTĂ și DATA INCORECTĂ.
20	17	Adresare duală. DATA CORECTĂ indică adresa selectată cînd data a fost scrisă în locația defectă.
21	20	Adresare duală. Analog cu situația anterioară dar configurația de date este alta.
22	21	Eroare de secvență. La intrarea în testul 4 locația TESTN diferit de 4.
23	22	Adresare duală. Dacă PASFLG=0 atunci adresa și data incorectă sînt adrese duale.
24	23	Eroare de secvență. La intrarea în testul 5 locația TESTN diferit de 5.
25	24	Eroare de date. (la scriere și citire).
26	25	Eroare de scriere la șiruri de 1 și 0. Dacă PASFLG =0 eroare scriere (1+0) de la M—m Dacă PASFLEG=1 eroare scriere (1+0) de la m—M Dacă PASFLG =3 eroare scriere (0+1) de la M—m
27	26	Asemănător cu situația anterioară, dar verificarea se face imediat după scriere.
30	27	Eroare de secvență. La intrarea în testul 6 locația TESTN diferit de 6.
31	30	Eroare în test de volatilitate/reimprospătare. Dacă PASFLG=0 eroare scriere sau citire Dacă PASFLG=1 locație modificată în timp ce scriu alta în 2 msec sau mai mult.
32	31	Eroare de secvență. La intrarea în testul 7 locația TESTN diferit de 7.
33	32	Eroare de date. Dacă PASFLG=0 eroare scriere-citire. Dacă PASFLG=1 eroare la verificare imediat după scriere. Dacă PASFLG>1 dar par, nu se poate scrie. Dacă PASFLG>1 dar impar, scriere corectă dar conținutul se volatilizează.
34	33	Eroare de secvență. La intrarea în testul 10 locația TESTN diferit de 10.
35	34	Eroare de date. Este eroare la scriere sau citire în locația respectivă.
36	35	Eroare de date. La citirea de regenerare. Poate fi raportată și de alt test deci se verifică TESTN. Se compară DATA CORECTĂ cu DATA INCORECTĂ.
37	36	Identic cu cazul anterior, configurațiile de date sînt alternative.

40	37	Eroare de secvență. La intrarea în test 11 conținut TESTN diferit de 11.
41	40	Eroare de secvență. La intrarea în test 12 conținut TESTN diferit de 12.
42	41	Eroare de date. Dacă PASFLG=1 se compară DATA CORECTĂ cu DATA INCORECTĂ Dacă PASFLG=2 scriere-citire corectă, apar erori la recitire m—M Dacă PASFLG=3 analog cu 2 dar verificarea se face de la M—m
43	42	Eroare de date. Analog cu cazul anterior dar datele sînt complementare.
44	43	Eroare de secvență. La intrarea în testul 13 conținut locație TESTN diferit de 13.
45	44	Eroare de date. Dacă PASFLG= 0 compar DATA CORECTĂ cu DATA INCORECTĂ și depistez eroarea Dacă PASFLG=77400 eroare la a doua citire Dacă PASFLG=77402 eroare după ce programul a rulat în pagina respectivă.
46	45	Eroare de date. Înainte de rulare program în pagina respectivă. Pentru menținerea controlului testul 13 abandonat.
47	46	Identic cu cazul anterior dar data este 177667 (JMPRo).
50	47	TRAP la 114 datorat erorii de paritate. DATA CORECTĂ conține adresa modul control paritate pe IBS, SAVLOC (352) conține PC-ul la TRAP.
51	50	TRAP la 114 dar fără eroare de paritate în registrul de control la paritate.
52	51	Eroare fatală operator. Selecție MANAGEMENT, dar nu există în sistem (TRAP la 4).
53	52	Eroare fatală operator. Selecție paritate dar nu există modul de control la paritate. (TRAP la 4).
—	53	Eroare de reîmprospătare. Nu se păstrează 1 pentru 10 msec.

MEMORARE ERORI

Programul memorează erorile apărute în fiecare pagină; acestea se tipăresc la sfîrșitul testării (CTRL/C determină tipărirea la sfîrșitul testului curent).

Forma mesajului este:

EROAREA PAGINA NUMĂRUL

EROAREA — bit eronat (în zecimal) pentru eroare de date
— „ADR ERR“ pentru eroare de adresare
— „PAR ERR“ pentru eroare de paritate
PAGINA — pagina de 4 kilocuvinte în care s-a detectat eroare
NUMĂRUL — numărul erorilor întîlnite în pagina respectivă (maxim 377)

DESCRIERE TEST DE MEMORIE

T 0 test de selecție corectă a paginilor de memorie
T 1 verificarea liniilor pentru emițători/receptori de date
T 2 verificare păstrare date și selecție octet
T 3 adresare duală TEST A
T 4 adresare duală TEST B
T 5 scriere de 1 și 0

T 6 test volatilitate informaţie
T 7 test de date cu configuraţia acestora şhiftată diagonală
T10 citire de regăsire
T11 citire de regăsire LONG GALL OPPING
FAST GALLOPPING
T12 test citire date din adrese succesive
T13 scriere de regăsire.

OBSERVAŢII:

1. La apariţie eroare testul poate fi continuat sau relansat de la adresa 200 (250 pentru CORAL). Întrucît se pot distruge conţinutul unor registre generale se recomandă reîncărcarea pentru a nu se ajunge la concluzii greşite.
2. RESTRICŢIE: Memoria sub test trebuie să fie continuă, altfel limitele de testare trebuie stabilite de operator.
3. Valoarea SWR=14013 pentru CORAL determină o testare rapidă a memoriei.

3.6.2. Program de test pentru paritatea memoriei DCMFA/PARTIC

Programul localizează registrele de paritate ale memoriei efectuînd un control al biţilor din aceste registre. Apoi crează o hartă reprezentînd memoria controlată de fiecare registru şi foloseşte această hartă pentru testarea registrelor de paritate şi a memoriei.

SWR

SW15 — Oprire pe eroare
SW14 — Buclare pe subtest
SW13 — Inhibare tipărire mesaje
SW11 — Inhibare iteraţii
SW10 — Oprire după localizarea parităţii procesate înainte de corectare
SW 9 — Oprire după tipărirea hărţii memoriei (permite modificări manuale forţînd şi testarea memoriei ce nu a fost localizată)
SW 8 — Oprire la sfîrşit trecere (dacă se opreşte în altă parte, programul poate fi relocat de banca 1, în memorie poate exista paritate proastă şi/sau poate fi setată scrierea de paritate eronată)
SW 1 — Permite testare memorie peste 256 K pînă la 4 M (numai la CORAL)

Adrese de lansare

$200_{(8)}$ — normal, cazul cel mai defavorabil
$220_{(8)}$ — lansare rutină de căutare erori de paritate
$230_{(8)}$ — relansare testare normală folosind harta anterioară a memoriei

Descriere test

T 1 — Biţii 0, 2, 5—11, 14, 15 din fiecare registru de paritate prezent pot fi setaţi şi şterşi.
T 2 — RESET şterge biţii 0, 2 şi 15 din fiecare registru de paritate prezent
T 3 — Crează harta memoriei şi corespondenţa cu registrele de paritate. Dacă rezultatul nu este corect cauza poate fi:
1) Setare bit WWP nu determină scrierea de paritate proastă
2) Defect în logica de generare verificare la paritate
3) Bitul de eroare de paritate nu se setează corect
4) Biţii de paritate din locaţia testată nu lucrează corect.
T 4 — Verificare lucru corect al biţilor de paritate în fiecare registru şi lucrul corect al derutelor
T 5 — Verificare citire paritate corectă după paritate proastă nu şterge bitul de eroare de paritate

T 6 — Verificare logică generare-verificare paritate lucrează corect pentru fiecare byte se poate scrie paritate proastă în fiecare byte; scrierea normală într-o locație de memorie se face cu paritate corectă.
T 7 — Verificare că starea erorii de paritate după setarea AE nu determină TRAP
T 10 — Verificare că erori repetative de paritate determină TRAP repetitiv
T 11 — Dacă apare o eroare de paritate multiplă într-o instrucțiune (cu AE nesetat) adresa erorii va fi cea a ultimii erori.
T 12 — Dacă la DATIP apare eroare de paritate data e rescrisă dacă AE=1 și alterată dacă AE=0
T 13 — Dacă am DATI și apare eroare de paritate data inițială nu e alterată indiferent de AE
T14—15 — Verificare la paritate cu diferite configurații de date
T 16 — Forțare scriere paritate proastă și citire cu AE=1=apariția TRAP, apoi corect nu apare TRAP (pînă la 28 k)
T 17 — Analog cu T16 dar peste 28 K
T 20 — Verificare primii 4K de memorie cu configurații diferite.
T 21 — Forțare paritate proastă în fiecare locație apoi paritate bună.

Afișare erori

Se folosesc următoarele prescurtări:

PC =XXXXXX	PC-ul la apelarea rutinei de eroare
ICNT =XXXXXX	Contorul de iterații la apariție eroare
MPR =XXXXXX	Adresa registrului de paritate testat
MPR DATA =YYYYYY	Conținut registru de paritate testat
TEST LOC =VVVVVV	Locație de memorie testată
WAS:	Conținut așteptat al locației de memorie
S/B:	Conținut real al locației de memorie

Determinare adresă testată cînd MMU este activ

Pentru adresarea memoriei curente sub test se folosește în cele mai multe cazuri pagina KERNEL. 1 Adresa 172342 va conține astfel adresa de început a băncii testate (de fapt numai primii 12 biți mai semnificativi). Adăugînd două zerouri octale se obține astfel adresa pe 18 biți. Adresa virtuală va începe totdeauna cu 001 (în primii trei biți, căci referențiază pagina KERNEL 1). Ceilalți 13 biți se adună la adresa pe 18 biți obținută anterior și determină astfel locația de memorie sub test.

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE

END PASS≠pt DCMFA
END PASS≠pt PARTIC

3.7. TEST DE BAZA MANAGEMENT DFKTA/MMTPIC

Programul verifică logica de bază a management-ului de memorie. Se testează relocarea, adresarea directă și indirectă a registrelor managementului și funcționarea corectă a tuturor biților din registrele dispozitivului de management. Se testează de asemeni diferite derutări

SWR
SW15=1 oprire la eroare
SW14=1 buclare pe subtest
SW13=1 inhibare tipărire erori
SW12=1 inhibare semnal acustic la sfîrșit trecere, tipărire „x"
SW11=1 inhibare iterații
SW10=1 oprire la sfîrșitul testului curent, numărul testului următor în Ro.

ERORI

Mesajele de eroare sînt formate din două cuvinte:

— primul indică valoarea octală a lui PC+2 le eroare

— al doilea indică conţinut registru PSW la eroare

În general un test eronat va tipări un mesaj, iar programul va continua să ruleze.

La oprirea programului fără afişare mesaj este necesară consultarea listingului acestuia.

DESCRIERE PROGRAM TEST DE BAZĂ MANAGEMENT

T1 SR0 şi SR1 pot fi iniţializate cu 0
T2 SR0 — (bit 0, bit 8) sînt testaţi R/W
T3 biţii 0—11 din registre PAR sînt R/W corect, registrul PAR răspunde la adresare
T4 biţii 1—3, 8—14 din PDR pot fi R/W; biţii 0, 4, 5, 7 şi 15 sînt mereu în 0, iar bitul 6 se şterge la scriere în PDR
T5 adresare duală pentru registrele PAR şi PDR
T6 adresare pe octet în registrul PAR fără eroare
T7 adresare pe octet în registrul PDR fără eroare
T10 iniţializarea nu afectează PAR
T11 iniţializarea nu şterge sau setează biţii R/W din PDR
T12 SR1 este 0 şi nu poate fi încărcat
T13 SR2 conţine adresa ultimei instrucţiuni citite
T14 Relocarea destinaţiei nu implică relocarea adresei de unde se citeşte instrucţiunea
T15 relocarea destinaţiei nu implică relocarea sursei
T16 scriere de 0 în bitul 8 din SR0 şterge bitul de relocare destinaţie şi renunţă la relocare
T17 verificare corectitudine relocare cu adresare indirectă
T20 instrucţiunile din test sînt relocate corect la destinaţie
T21 test relocare adresă
T23 SR0 bit 0 setat activează relocarea şters (cu INIT) dezactivează relocarea
T24 adresare în pagină nerezidentă determină ABORT
T25 Scrierea unei pagini determină setarea bitului 6 din PDR
T26 adresare pagină nerezidentă determină setarea biţilor ABO NRP, ABO PL
T27 stiva utilizator şi KERNEL este corect acesată
T30 test de derută, verificare preluare vector din KERNEL
T31, T32, T33 } teste de blocare SR0, SR2 după ABORT-uri
T34 la iniţializare se şterg biţii 13—15 din SR0
T35 la iniţializare se şterge SR0 după ABORT
T36 iniţializarea şterge biţii 0—3, 5—6 din SR0
T37 test adresare pe byte al lui SR0
T40 SR0 biţii 1—3, T41 SR0 biţii 5—6 } lucrează cu management ON
T42 SR0 biţii 1—3 şi 5—6 nu lucrează cu management OFF
T43 la eroare de management instrucţiunea anterioară se execută
T44 bitul ABORT setat nu impiedică TRAP datorat managementului
T45 nu apare TRAP la referiri interne
T46 test eroare lungime pagină (fără direcţie de extensie)
T47 test eroare lungime pagină (cu eroare de extensie)
T50 test pentru toate combinaţiile de valori ale lungimii de pagină
T51 bitul W nu se setază dacă managementul e OFF

T52 bitul W e șters cînd se scrie în PAR
T53 bitul W e șters de operația DATOB în PDR
T54 la fel pentru PAR
T55 bitul W nu e șters de INIT
T56 DATO în PDR șterge W
T57 accese multiple în pagină cu bitul W setat nu determină ștergerea acestora
T60 management ON determină ABORT la setare mod 1—0
T61 adresare indirectă

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE
Semnal acustic la consolă

3.8. TEST MGM PROTECȚIE PAGINI DFKTB/MMTP5C

Verifică funcționarea cheii de acces pentru fiecare ciclu de memobus (DATI, DATO, DATIP, DATO, DATOP-DATOB) care poate adresa o locație de memorie segmentată; de asemeni se testează diferite combinații ale acestora.

Se verifică execuția corectă a instrucțiunilor precum și mecanismul de împiedicare a execuțiilor.

Se verifică în fiecare caz PAR, SR0, SR1 și SR2.

SWR

SW15 =1 oprire la eroare
SW14 =1 buclare pe subtest
SW13 =1 inhibare tipărire mesaje
SW11 =1 inhibare iterație
SW10 =1 oprire la sfîrșit test curent; număr test următor în R0

ADRESE DE LANSARE

200_8 — adresa standard de lansare
Lansarea inițială trebuie făcută cu toți biții SWR în 0.
Pentru buclarea pe un subtest:
— se încarcă adresa de început a subtestului în locația RETRNX (adresa 5704).
Lansarea programului se face în acest caz de la adresa 210_8 și SWR=0.

ERORI

Mesajul de eroare este format din două cuvinte:
— primul cuvînt reprezintă PC+2 la eroare
— al doilea cuvînt reprezintă PSW la eroare.
După tipărirea unui astfel de mesaj execuția programului va continua. La oprirea programului la prima trecere fără mesaj de eroare e necesară consultarea listingului.

DESCRIERE TEST MGM PROTECȚIE PAGINI

T1 — DATI cu RR0 (AFC=2) nu determină TRAP sau ABORT; PDR-ul corespunzător e adresat corect
T2 — DATO în RR0 (ACF=2) determină ABORT; registrul de stare al managementului se blochează, iar PDR-ul corespunzător e adresat corect
T3 — DATIP — DATO în RR0 (ACF=2) generează ABORT
T4 — DATIP — DATOB în RR0 (ACF=2) generează ABORT la lucru pe cuvînt
T5 — DATI în pagină nerezidentă generează ABORT fără execuție completă
T6 — DATO în pagină nerezidentă generează ABORT fără execuție completă
T7 — DATIP, DATO în pagină nerezidentă

T10 — DATIP, DATOB în pagină nerezidentă
T11 — DATI în pagină R/W nu determină TRAP sau ABORT
T12 — DATO în pagină R/W nu determină TRAP sau ABORT
T13 — DATIP-DATO nu determină TRAP sau ABORT
T14 — DATIP-DATOB în pagină R/W nu determină ABORT sau TRAP.

OBSERVAȚIE:

Timpul de execuție este aproximativ 1 minut.

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE
Semnal acustic la consolă.

3.9. TEST PENTRU INSTRUCȚIUNILE MTPI, MFPI DFKTC/MMTP3C

Programul testează instrucțiunile MTPI și MFPI cu managementul activ.
Adresa de lansare 200_8.

Programul DFKTC nu are opțiuni selectabile, iar pentru MMTP3C SWR are următoarea configurație:

SWR
SW15 — oprire pe eroare
SW14 — buclă pe subtest
SW13 — inhibare mesaje de eroare
SW12 — inhibare semnal acustic și tipărire mesaj la consolă
SW11 — inhibare literație
SW10 — oprire la sfîrșitul subtestului curent

ERORI

La eroare programul afișează la ledurile de adresă ale panoului frontal (dacă acestea există) PC+2 al instrucțiunii de oprire. E necesară consultarea listingului pentru determinarea cauzei erorii.

OPERAREA PROGRAMULUI

Pentru buclarea pe eroare se înlocuiește instrucțiunea HALT cu o instrucțiune de salt înapoi la rutina scope anterioară. Dacă apare un ABORT programul intră într-o derută; se salvează SR0 în locația SSROT (adresa 1002) pune SR0 pe 0 sau sare la locația 252 și se oprește. Pentru a determina cauza se examinează fie stiva KERNEL fie registrul R1 (R1 conține PC-ul primei instrucțiuni din test). Dacă programul se oprește în cadrul zonei de memorie afectată derutelor și întreruperilor legale (între 0—1000) trebuie examinat registrul R6 care dă adresa unde e memorat PC-ul instrucțiunii care a dus la derută. Se examinează și R1 care specifică ultimul test prin care s-a trecut. Indicatorii de stivă sînt poziționați inițial și pentru fiecare subtest la valorile
1060 — pt. KERNEL
600 — pt. USER

FOLOSIREA ÎN DEPANARE

După identificarea subtestului eșuat se înlocuiește primul, cuvînt al instrucțiunii MTPI cu 000777 (instrucțiune de buclare pe eroare) și se relansează subtestul de la rutina scope anterioară. Se oprește programul și se reîncarcă instrucțiunea care a fost înlocuită. Se execută pas cu pas microinstrucțiunile care compun instrucțiunea generatoare de erori urmărind la panou corectitudinea (la I 100).
DESCRIERE PROGRAM DFKTC

TEST MTPI cu CM=KERNEL, PM=KERNEL
TEST MTPI poate încărca o adresă virtuală KERNEL
TEST MTPI poate determina CM=KERNEL
TEST MTPI cu CM=KERNEL și PM=USER
MTPI poate încărca un registru general

TEST MFPI cu CM=KERNEL, PM=KERNEL
MFPI poate prelua date din registrul general
TEST MFPI poate prelua data de la adresa virtuală cu CM=KERNEL
TEST MFPI lucrează corect cu PC destinație
TEST încărcare adresă virtuală USER cu CM=KERNEL
TEST MTPI poate încărca CM=USER
TEST MFPI cu CM=KERNEL, PM=USER
TEST MFPI poate prelua data din registrul general
TEST MFPI poate prelua data de la adresă vertuală KERNEL
TEST MFPI lucrează corect cu PC destinație
TEST MTPI cu CM=USER, PM=USER
MTPI poate încărca un registru general
TEST încărcare adresă virtuală cu CM=USER
TEST MTPI poate încărca PC-ul
TEST MFPI cu CM=USER, PM=USER
TEST MFPI poate prelua data de la adresă virtuală USER
TEST MFPI lucrează corect cu PC destinație

DESCRIERE TEST MMTP3C

Modul 0	MTPI poate încărca un registru general
Modul 1	MTPI poate încărca adresa virtuală KERNEL
Modul 2—7	exersare pentru diferite moduri la destinație (de la 2—7 corespu nzător modulului)
Modul 10	MTPI poate încărca KERNEL mod destinație 1 cu PC
Modul 11—15	exersare diferite moduri la destinație cu PC
Modul 16	MTPI poate seta STACK POINTER
Modul 17	MFPI cu CM=KERNEL, PM=USER MTPI încarcă R2
Modul 20	MTPI cu CM=KERNEL, PM=KERNEL MTPI preia date din R3
Modul 21	MTPI preia data de la adresa virtuală KERNEL mod destinație 1
Modul 22—27	exersare cu diverse moduri la destinațieŭ
Modul 30—34	exersare cu diverse moduri la destinație pt. PC
Modul 35	se poate încărca adresă virtuală USER cu CM=KERNEL și DM =1
Modul 36—43	exersare cu restul modurilor la destinație
Modul 44	MTPI poate încărca USER cu mod O cu PC
Modul 45—51	exersare restul modurilor cu PC destinație
Modul 52	MTPI lucrează corect cu stiva
Modul 53—62	MFPI cu toate modurile la destinație
Modul 63	MFPI lucrează corect cu PC destinație
Modul 64—66	exersare lucru cu PC destinație în mod 3, 6, 7
Modul 67	MFPI lucrează corect cu stivă
Modul 70	MTPI cu CM=USER, PM=USER MTPI poate încărca un registru general
Modul 71	MTPI poate încărca adresa virtuală USER cu mod 2 la destinați
Modul 72—76	exersare cu diverse moduri la destinație (4, 6, 3 cu PC, 7 cu PC)-
Modul 77	MFPI cu CM=USER și PM=USER
Modul 100	MFPI preia data de la adresa virtuală USER cu mod 2 la destin ație
Modul 101—102	exersare pentru modurile 4 și 6 la destinație
Modul 103	MFPI lucrează corect cu PC destinație în mod 3
Modul 104	analog pentru modul 6 la destinație cu PC

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE

Semnal acustic la consolă.

3.10. TEST VERIFICARE MODURI DE LUCRU UC DFKTD/MMTP4C

Se testeaza execuția corectă a instrucțiunilor în stările USER și KERNEL ale procesorului.

Se testează derutările care au loc într-o stare sau alta.

Adresa de lansare 200_8.

OBSERVAȚII:

1. Lansarea inițială numai de la 200_8 apoi la nevoie de la orice instrucțiune SCOPE.
2. Programul nu are opțiuni selectabile.

ERORI

Pentru TRAP-uri și derute false programul se oprește la adresa vectorului de TRAP+2. R6 conține adresa la care e memorată PC-ul instrucțiunii ce a generat deruta.

Pentru restul erorilor apărute în test putem continua execuția sau realiza buclarea pe eroare.

Pentru buclarea pe eroare se înlocuiește instrucțiunea HALT cu una de salt înapoi la rutina SCOPE anterioară. Pentru erori aleatorii se înlocuiește instrucțiunea BEQ+4 care precede instrucțiunea HALT cu salt înapoi la rutina SCOPE anterioară.

DESCRIERE DFKTD

T1 — instrucțiunea NOP este inefectivă în mod USER
T2 — TRAP din mod USER în mod KERNEL
T3 — TRAP din mod USER în mod USER
T4 — } instrucțiunea HALT
T5 — } generează derută la locația 10 în mod USER
T6 — instrucțiunea RESET în mod KERNEL
T7 — RESET neoperațional în mod USER
T10 — secvență de întrerupere USER în KERNEL
T11 — test neapariție depășire de stivă în mod USER
T12 — test MTPD/I scoate cuvînt din stiva corectă
T13 — execuție MTPD și MTPI în modurile KERNEL și USER
T14 — MTPD/I scoate cuvînt din stiva corectă
T15 — MTPD/1 determină TRAP la apariție eroare adresă impară
T16 — MTPD/I poate încărca o adresă de memorie în mod KERNEL și USER
T17 — MFPD/I scoate registrul destinație din stiva corectă
T20 — MFPD/I pune destinația în stiva corectă
T21 — execuție TRAP și RETURN în modurile USER-KERNEL-USER
T22 — MFPD/I pune în stivă PM
T23 — test mod ilegal nu blochează BUS-ul
T24 — test obținere date din stiva USER în mod KERNEL
T25 — MTPD poate încărca o adresă de memorie
T26 — MTPI poate încărca o adresă de memorie
T27 — MTPD/I poate încărca PC-ul
T30 — apariție TRAP la adresă impară
T31 — MTPD încarcă data ca o adresă din stivă cu CM=KERNEL, PM=USER

DESCRIERE MMTP4C

Modul 1—12	identic cu T1—T12
Modul 13—16	identic cu T13
Modul 17—22	identic cu T14
Modul 23—24	identic cu T15
Modul 25—26	identic cu T16
Modul 27—32	identic cu T20
Modul 35	identic cu T21

Modul 36—43 identic cu T22
Modul 44—45 identic cu T23
Modul 46 identic cu T24
Modul 47 identic cu T25
Modul 50 identic cu T26
Modul 51—52 identic cu T27
Modul 53 identic cu T30
Modul 54 testează TIME OUT în mod USER
Modul 55 testează ODD ADDRESS în mod USER
Modul 56 identic cu T31

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE

Semnal acustic la consolă

3.11. TEST DERUTĂRI (ABORT-uri) DATORATE MANAGEMENT-ului DFKTF/MMTP2C

Se testează logica de tratare a derutărilor datorate managementului.
Programe preliminarii obligatoriu celelalte teste de management.
Programul nu are opțiuni selectabile.
Adresa de lansare 200_8.

ERORI

Analiza eventualelor erori se face în același mod ca și pentru testul DFKTD, MMTP4C.

DESCRIERE TEST DFKTF

T1 — ABORT la citire operand sursă în mod 1
T2 — ABORT la citire operand sursă în mod 2
T3 — ABORT la citire operand sursă în mod 3
T4 — ABORT la citire operand sursă în mod 4, CM=USER
T5 — ABORT la citire adresa operand sursă în mod 5, CM=USER
T6 — ABORT la citire operand sursă în mod 6
T7 — ABORT la citire operand sursă în mod 7 cu PC-ul
T10 — ABORT la citire operand sursă în mod 3 cu PC-ul
T11 — ABORT la citire vîrf stivă KERNEL
T12 — ABORT la citire cuvîntul 2 din stivă
T13 — ABORT la citire vîrf stivă USER
T14 — ABORT la citire index sursă în mod 6 cu PC-ul
T15 — ABORT la citire index sursă în mod 6 cu PC-ul
T16 — ABORT cînd instrucțiunea următoare SOB e citită
T17 — ABORT la citire operand destinație
T20 — ABORT la citire adresă destinație
T21 — ABORT la citire index instrucțiune indexată la destinație
T22 — ABORT la citire operand destinație
T23 — ABORT la citire instrucțiune cu operand indirect la destinație
T24 — ABORT la citire adresă de JMP
T25 — ABORT la citire adresă operand destinație
T26 — ABORT la citire operand destinație
T27 — ABORT la punerea registrului R5 în stiva USER
T30 — ABORT la punere PSW în stiva USER
T31 — ABORT la instrucțiunea RETURN PC pusă pe stiva USER
T32 — ABORT la citire instrucțiune urmînd instrucțiunii MARK
T33 — ABORT la citire instrucțiunii urmînd instrucțiunii TST
T34 — ABORT la citirea instrucțiunii urmînd instrucțiunii MOVB
T35 — ABORT la violare mod de acces
T36 — ABORT folosind bitul „T“

DESCRIERE TEST MMTP2C

Modul 1—4 identic cu T1—T4
Modul 5 identic cu T6
Modul 6 identic cu T5
Modul 7 identic cu T10
Modul 10 identic cu T11
Modul 11 identic cu T12
Modul 12 identic cu T13
Modul 13 identic cu T14
Modul 14 identic cu T15
Modul 15 identic cu T16
Modul 16 identic cu T17
Modul 17—20 identic cu T17 moduri diferite de adresare
Modul 21 identic cu T20
Modul 22—24 identic cu T20
Modul 25 identic cu T17 mod 4 la destinaţie
Modul 26 identic cu T21
Modul 27 identic cu T22
Modul 30 ABORT la citire adresă operand destinaţie
Modul 31 identic cu T24
Modul 32 identic cu T25
Modul 33 identic cu T26
Modul 34 identic cu T27
Modul 35 identic cu T30
Modul 36 identic cu T31
Modul 37—40 identic cu T31
Modul 41 identic cu T32
Modul 42 identic cu T33
Modul 43 identic cu T34
Modul 44—45 identic cu T35
Modul 46 identic cu T36

MESAJ DE SFÎRŞIT TRECERE

Semnal acustic la consolă.

3.12. **EXERSOR PENTRU MANAGEMENT DFKTG** (numai I 100)

Programul verifică instrucţiunile de bază ale calculatorului I-100 în paralel cu execuţia operaţiilor de intrare-ieşire în condiţiile relocării programului cu management activ.

Adrese de lansare:

200_8.
310_8 adresă de relansare cu menţinerea opţiunilor selectate

Locaţia MMOPT (adresa 174) stabileşte opţiunile managementului astfel:
bit 0 inhibă management
bit 1 inhibă mod USER
bit 2 inhibă rularea 4K drept 32K
bit 5 inhibă extinderea programului în memorie
SWR
SW15 oprire la eroare
SW14 buclare test curent
SW13 inhibare afişare erori
SW12 inhibare TRACE-TRAPING
SW11 inhibare iteraţii şi teste ce utilizează toate combinaţiile de numere
SW10 inhibare test procesor
SW7 inhibare ieşire la imprimantă
SW6 inhibare ieşire pe bandă (TC11)
SW5 inhibă disc

SW4 inhibare ceas de timp real
SW3 inhibare disc (RK)
SW0 inhibare consolă

OBSERVAȚIE:

Înainte de lansare program trebuiesc încărcate locațiile MMOPT și SWR cu configurațiile dorite.

ERORI

Mesajele de eroare se afișează la consolă prin patru cuvinte octale, astfel:

— **primul este valoarea octală a PC-ului +2 la detectarea erorii**

— **al doilea conținutul registrului PSW la eroare**

— **al treilea conține 12 din cei 18 biți ai adresei paginii fizice de memorie**

— **al patrulea reprezintă adresa de întoarcere în pagina curentă de memorie.**

DETERMINARE ADRESA FIZICĂ DE EROARE

La valoarea octală a cuvîntului 3 din mesajul de eroare se adaugă doua cifre zero octal, numărul astfel obținut adunîndu-se cu valoarea primului cuvînt din mesajul de eroare.

OBSERVAȚIE:

La oprirea datorată unei întreruperi neașteptate, se folosește stiva pentru a afla adresa din program la care s-a produs întreruperea. În această situație programul trebuie relansat.

DESCRIERE PROGRAM EXERSOR MANAGEMENT

Se execută simultan următoarele operații de intrare/ieșire:

— Consola scrie valori între 0÷377
— Ceasul de linie întrerupe după 55ns, apoi stă 5 sec
— Imprimanta lucrează pe nivelul stabilit
— Discul întrerupe pe nivel 5, transferă 2 000 de cuvinte
— Scriere pe banda magnetică, citire înainte/înapoi
Pentru unitatea centrală se execută:
— Instrucțiunea CMP (indexat)
— Instrucțiunea MOV (indexat)
— Instrucțiunea BIC (indexat)
— Instrucțiunile CLR, COM, DEC, INC, NEG, ADC, SBC (indexat)
— Instrucțiunea JMP (indexat)
— Instrucțiunea CMP (indirect)
— Instrucțiunea MOV (indirect)
— Instrucțiunea BIC
— Instrucțiunea SUB (indirect)
— Instrucțiunea ADD
— Instrucțiunile CLR, COM, INC, DEC, NEG (indirect)
— Instrucțiunea CMP (indirect, indexat)
— Instrucțiunea MOV (indirect, indexat)
— Instrucțiunea BIC (indirect, indexat)
— Instrucțiunea ADD (indirect, indexat)
— Instrucțiunile CLR, COM, INC, DEC, NEG, ADC, SBC (indirect, indexat)
— Test combinat cu modurile indirect și indexat pentru:
BIC, CMP, MOV și CLR, COM, INC, DEC, NEG, ADC, SBC
— Instrucțiunea JSR
— Test pentru subrutină în subrutină
— Test rotație byte impar

MESAJ DE SFÎRȘIT TRECERE

Semnal acustic la consolă.

3.13. TEST PENTRU TENSIUNEA DE ALIMENTARE DZKAQ/DZKAQ

Testul verifică comportarea unității centrale la căderea tensiunii de alimentare. Prima parte presupune intervenția operatorului (provocare cădere de tensiune), partea a doua este utilă în depanarea problemelor legate de căderea de tensiune.

ADRESE DE LANSARE

—200_8 lansare standard, testul se execută complet
—204_8 testare capacitate derută (TRAP) datorat căderii de tensiune
—210_8 testare capacitate de relansare
—214_8 test restartare folosind instrucțiunea BR
—220_8 test restartare folosind instrucțiunea EMT
—224_8 testare posibilitate de menținere 2 ms a tensiunii
—230_8 testare posibilitate de menținere 2 ms dacă tensiunea revine în acest interval de timp

SWR
SW15 permite buclarea pe rutinele de diagnosticare. Se va opri pe eroare, dar nu la sfîrșitul fiecărei treceri a rutinei de eroare
SW14 dezactivare mesaje la consolă

OBSERVAȚIE:

Operatorul trebuie să provoace căderea de tensiune prin scoaterea din priză a unității centrale sau îndepărtînd tensiunea de la panou (închiderea tensiunii de la panoul calculatorului cu ajutorul cheii OFF/ON sau a comutatorului de întrerupere de la sursa de alimentare nu este validă).

Programul testează repornirea după căderea tensiunii folosind instrucțiunea WAIT (i.e. așteptînd căderea!), repornirea corectă după derută cu EMT și BR, timpul de cădere și de revenire a tensiunii

ERORI

Mesajele de eroare sînt scurte, cuprinse în cadrul rutinelor ce fac verificările indicate și este necesar listingul pentru a obține detalii

OBSERVAȚIE:

Uzual acest program nu este rulat.

3.14. TEST PENTRU EMULATORUL DE CONSOLĂ DZM9A/DZM9A

Este un test de diagnosticare ce verifică conținutul PROM-urilor ce au înscris în ele emulatorul de consolă. Se verifică un caracter redondant ciclic (CRC) și un caracter de paritate longitudinală (LRC).

Preliminar nu necesită alte programe, dar unitatea centrală trebuie să funcționeze corect.

SWR	VERSIUNE PROGRAM
1	1
2	2
3	3
4	4

ADRESE DE LANSARE

200_8 Adresa standard de lansare
210_8 Lansînd programul de la această adresă se tipărește la consolă conținutul PROM-urilor (pentru consultare și depanare)

Lansînd programul de la adresa 200_8 operatorului i se impune următorul dialog:

— **TIPĂRIȚI VALOARE CRC** (Dacă aceasta nu se cunoaște se introduce 0)
— **TIPĂRIȚI ADRESA DE ÎNCEPUT PENTRU PRIMA PARTE (PRIMUL PROM) ȘI BLANC.** Aceasta este 173000
— **TIPĂRIȚI LUNGIME** (în nr. octeți) **ȘI BLANC.** Aceasta este 1000.
— **TIPĂRIȚI ADRESA DE ÎNCEPUT PENTRU PARTEA a 2-a** (PROM-ul doi) și **BLANC.** Aceasta este 165000
— **TIPĂRIȚI LUNGIME** (în nr. octeți) **ȘI BLANC.** Aceasta este 1000.

Dacă există eroare CRC-ul și LRC-ul calculați și așteptați sînt afișați la consolă. Se relansează programul de la adresa 210_8 și astfel se poate localiza eroarea.

4. TESTE PENTRU PERIFERIA SIMPLĂ

4.1. PROGRAM DE TEST PENTRU CONSOLA SISTEM DZLAC/AITP1C

Programul verifică funcționarea corectă a interfeței, caracteristicile mecanismului de tipărire și a logicii de comandă precum și sistemul de introducere a caracterelor de la claviatură.

Se pot testa pînă la 16 terminale în afara consolei sistem. Adresele acestora sînt 176500—176676 sau 175610—176006 sau 176000—176176. Implicit programul consideră adresele începînd cu 176500.

Testarea unui terminal avînd adresa dintre cele indicate mai sus se face modificînd locația DLADR de la adresa 1106_8 conform cu adresa terminalului dorit a se testa.

Preliminar se cere trecerea cu succes a testelor de procesor, memorie și management.

SWR
SW15 oprire la sfîrșit test
SW14 continuare/oprire în caz de eroare
SW13 testare un/toate terminalele
SW11 buclare subtest/secvență normală de test
oprire la sfîrșit test curent și selecție test/buclare în secvența de test
SW8 număr test selectat
SW5—0 număr de coloane (numai la lansare program). Implicit se consideră
SW7—0 132 coloane

OBSERVAȚIE:

Folosind adresele de lansare 204 sau 214 configurația SWR este ignorată cu excepția bitului SW15.

OPERARE

Introducerea de la consolă (sau orice alt terminal testat) a caracterului RUBOUT determină oprirea testului curent și tipărirea mesajului SELECT TEST NUMBER. Se introduce ca răspuns numărul testului dorit sub formă de două cifre octale urmat de unul dintre caracterele:

„." indică rulare test selectat, apoi revenire la selecție nou test
„L" indică buclarea pe testul selectat pînă la introducerea unui nou caracter RUBOUT
„S" indică rulare pentru restul testelor începînd cu cel selectat apoi buclare pe testele de tipărire pînă la introducerea unui nou caracter RUBOUT

Pentru testele de ecou indiferent de caracterul de control introdus se execută testul o singură dată apoi se revine la selecția unui nou test.

Dacă se selectează greșit testul programului tipărește? și repetă mesajul SELECT TEST NUMBER.

DESCRIERE TEST CONSOLĂ

T0	verifică liniile de date trimiţînd către consolă alternativ caracterele X şi U
T3	test caractere tipăribile (caracterele tipăribile sînt tipărite cîte trei pe linie
T2	test caractere netipăribile (se tipăreşte codul ASCII al caracterului, mnemonica apoi acesta este transmis de trei ori către terminal verificîndu-se că nu are nici un efect asupra mecanismului de tipărire
T1	test poziţionare corectă a capului de tipărire (se scrie o linie de forma o o o o...o o după care se dă comanda CR. Apoi spaţiile sînt înscrise cu X după fiecare caracter executîndu-se CR. Se obţine o linie de forma: oxoxoxox...ox
T4	test execuţie grupuri de comenzi LF (LINE FEED)
T5	test execuţie LF (LINE FEED) din fiecare coloană
T6	test funcţie BACK SPACE
T7	test de supraimprimare (peste modelul tipărit se reimprimă modelul verificîndu-se coincidenţa
T10	test tipărire cu frecvenţă variabilă
T11	test avans bandă tuşată
T12	test dispozitiv acustic
T13	tipărire două linii din fiecare caracter (nu face parte din secvenţa standard)
T20	orice caracter introdus de la claviatură se recepţionează de calculator şi e retransmis la consolă. Caracterul RUBOUT opreşte execuţia testului
T21	testul trimite cu viteză maximă linii întregi cu caracterul introdus de la tastatură
T22	asemănător cu testul 21 viteza de transmitere însă mai mică
T23	se tipăreşte codul octal al caracterului introdus de la tastatură aşa cum îl recepţionează unitatea centrală urmat de caracter (dacă e tipăribil), mnemonica sa (dacă e netipăribil) şi de paritatea codului recepţionat astfel:

301	A	ODD
263	3	EVEN
215	CR	ODD

T24	se tipăreşte un şir de max. 256 caractere introdus de la consolă. Aranjarea trebuie să o facă operatorul, căci nu se inserează caractere ⟨CR⟩, ⟨LF⟩. Introducerea caracterului CTRL/C opreşte tipărirea permiţînd modificare şir. Un nou caracter CTRL/C repetă vechiul şir
T25	test avertizor sonor

OBSERVAŢIE:

Aceste teste sînt testele de tipărire. Testele de interfaţă se rulează o singură dată la începutul programului dacă lansarea acestuia se face de la adresa 200 sau 210 .

4.2. TEST PENTRU CEASUL DE LINIE DZKWA/LCTP1C

Testul verifică funcţionarea corectă a ceasului de linie din configuraţia sistemelor de calcul INDEPENDENT şi CORAL.

SWR

SW15	oprire pe eroare
SW14	buclare pe test
SW13	inhibare iteraţii pe subtest
SW11	inhibare tipărire erori
SW10	semnal acustic la eroare
SW9	buclare pe eroare

SW8	buclare pe test definit de SW7—0
SW7—0	număr test selectat pentru buclare cu SW8—1

Adresa de lansare este 200

DESCRIERE TEST CEAS DE LINIE

T1	verificare adresare registre ceas de linie fără eroare
T2	RESET șterge bitul de întrerupere permisă
T3	poziționare corectă a FLAGURILOR pentru ceas de linie
T4	test setare flag ceas după 20 ms
T5	verificare setare bit întrerupere permisă
T6	verificare ștergere bit întrerupere permisă
T7	verificare desfășurare întrerupere cu vector corect
T10	test întrerupere unitate centrală la nivelul 5 de pioritare
T11	test că ceasul de linie nu întrerupe unitatea centrală la nivelul 6 de prioritate
T12	RESET setează flagurile ceasului
T13	test repetabilitate întreruperi ceas de linie
T14	test adresare corectă a ceasului de linie
T15—T21	teste adresare duală registre ceas de linie
T22	test byte superior registru ceas de linie
T23	test flaguri
T24	test de întrerupere
T25	test TIME-OUT pentru semnalul SACK
T26	test RESET
T27	test indicatori ceas de linie
T30	întreruperea multiplă e posibilă
T31	ceasul de linie nu întrerupe unitatea centrală la nivelul 7
T32	indicatorii de condiție salvați în stivă la întrerupere sînt salvați corect
T33	PC-ul se salvează corect la întrerupere?
T34	modul final cu posibilități de reluare

AFIȘAREA ERORILOR

Programul conține o tabelă a tuturor mesajelor de eroare posibile. Acestea sînt scurte și se referă la testul ce verifică o anumită componentă a ceasului de linie la un moment dat.

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE

DZKWA **END PASS**
LCTP1C **END PASS**

4.3. TEST PENTRU CEASUL DE TIMP REAL DZKWB/PCȚP1C

Programul testează diferitele moduri de lucru ale ceasului de timp real programabil.

SWR

SW15	oprire pe eroare
SW14	buclare pe subtest
SW13	inhibare tipărire erori
SW11	inhibare iterații
SW10	semnalare erori
SW8	buclare pe testul indicat de valoarea din SW7—0
SW0	inhibare teste ce utilizează frecvențe externe

Adresa de lansare este standard, 200

DESCRIERE TEST CEAS DE TIMP REAL

T1	test posibilitate de adresare registru de stare ceas
T2	verificare ştergere bit de întrerupere la RESET
T3	poziţionare bit READY la RESET
T4	test poziţionare bit READY după o perioadă de timp
T5	test de scriere a bitului de întrerupere
T6	test de ştergere a bitului de întrerupere
T7	verificare corectitudine vector de întrerupere
T10	verificare posibilitate de întrerupere proceselor la nivelul 5 de prioritate al acestuia
T11	verificare imposibilitate întrerupere proceselor pe nivelul 6 de prioritate al acestuia
T12	verificare poziţionare bit READY după RESET
T13	test mod de lucru întrerupere repetată
T14	test adresare duală registre ceas de timp real
T15—T21	adresare registre ceas de timp real
T22	test byte superior din registrul tampon
T23	test bit READY
T24	test întrerupere
T25	test depăşire timp de execuţie
T26	test reiniţializare ceas de timp real
T27	test bit READY (nu se şterge la instrucţiunea MOV cu destinaţia registrul de stare)
T30	test ştergere bit READY la, întrerupere
T31	test imposibilitate întrerupere ceas
T32	verificare salvare corectă la întrerupere a PSW-lui
T33	verificare salvare corectă la întrerupere a PC-lui
T34	detectare sfîrşit de trecere.

ERORI

La detectarea unei erori la consolă se afişează un mesaj avînd următoarea formă:

PC PS SP TEST LKS unde

PC	reprezintă adresa curentă la eroare
PS	reprezintă cuvîntul de stare program
SP	reprezintă indicatorul de stivă
TEST	reprezintă numărul testului curent în care a apărut eroarea

MESAJ DE SFÎRŞIT DE TRECERE

DZKWB }
PCTP1C } END PASS

OBSERVAŢIE:

— Se recomandă trecerea testului cu valoarea SWR=1 pentru a inhiba execuţia testelor utilizînd frecvenţe externe nefolosite uzual.

4.4. TEST PENTRU LECTORUL/PERFORATORUL DE BANDĂ DE HÎRTIE DZPCA/RPTP1C

Programul testează logica de control a cititorului şi perforatorului de bandă de hîrtie precum şi echipamentele respective. Este alcătuit din 12 teste care se pot rula separat.

Dacă nu se selectează un anume subtest execuţia începe cu subtestul 0.

SWR

SW15 oprire la eroare

SW14 buclarea pe subtest
SW13 inhibare tipărire erori
SW11 inhibare iteraţii
SW10 oprire la sfîrşit test curent
SW9 selecţie subtest
SW8 salt peste rutinele cu intervenţie manuală
SW6—0 număr subtest selectat

Adresa de lansare 200

DESCRIERE TEST

TO test pentru logica cititorului
Se verifică adresarea registrului de stare şi de date, lucrul corect al bitului de eroare, setarea şi ştergerea bitului IE (activare întrerupere), lucrul corect al biţilor GO, DONE, BUSY, derularea corectă a secvenţei de întrerupere.

T1 test pentru cititor
Se citesc şi se verifică zece mii de caractere speciale, cu toată viteza; se citesc şi se verifică cinci sute de caractere speciale cu intervale aleatoare între citiri; se citesc 1 000 de grupte de 3 caractere cu intervale aleatoare între citiri; se citesc 1 000 de caractere grupate aleator la intervale aleatoare între grupe; se citesc şi se verifică 1 000 grupuri de caractere de lungime variabilă.

T2 test pentru logica perforatorului
Se testează adresarea registrului de stare şi date; lucrul corect al bitului de eroare; bitul IE se poate seta şi reseta; se testează bitul READY în diferite situaţii; desfăşurarea corectă a unei secvenţe de întrerupere.

T3 test pestru perforator; se verifică lucrul perforatorului în 4 moduri astfel:
— MOD 0 perforare cu toată viteza
— MOD 1 perforare cu interval aleator între caractere
— MOD 2 perforare la intervale aleatoare de grupuri cu lungime variabilă a numărului de caractere
— MOD 3 aşteptare 5 secunde perforare 32 caractere pînă la terminare coduri

T4 test verificare perforator; se verifică banda produsă de T3, orice eroare fiind semnalată
T5 test combinat pentru lectorul şi perforatorul de bandă
T6 perforare bandă cu două caractere al cărui cod este indicat în SWR
T7 se citeşte şi se verifică banda rezultată la T6
T10 citire X caractere la interval de 4 ms
T11 perforare bandă cu cod binar special
T12 test citire cu viteză variabilă
T13 test perforare/viteză variabilă

OBSERVAŢII:

1. Testele T6—T13 ajută la reglaje.
2. Este necesar să se confecţioneze o bandă în buclă din cea rezultată în T11, care să fie folosită în T12.
3. Înaintea lansării programului se verifică existenţa suficientă a hîrtiei în perforator şi se recomandă lansarea întîi a testelor de perforator apoi a celor de cititor.

4.5. TEST PENTRU LECTORUL DE CARTELE DZCRA/CRTP1C

Programul permite diagnosticarea stării de funcţionare a lectorului de cartele precum şi exersarea acestuia cu pachete de cartele binare şi alfanumerice.

SWR

SW15 oprire pe eroare
SW14 buclare pe modul de test

SW13 inhibare tipărire mesaje la consolă
SW12 inhibare TRACE TRAPPING
SW11 inhibare iterații pe subtest
SW7 buclarea pe o instrucțiune din program
SW6 reîntoarcerea la începutul modulului de test cînd se trece de la un pachet de test la altul
SW5 oprire între două pachete de test
SW4 indicare cartele perforate în binar

ADRESE DE LANSARE

— 200 adresă normală de start
— 214 buclare pe un subtest (240 la CORAL)
— 220 lansare program pentru o anumită configurație de date (250 la CORAL)

DESCRIERE TEST

Se execută următoarele acțiuni:
— Verificare efect INIT, CLEAR
— GO generează CARD DONE pentru o secundă
— BUSY se setează la citirea unei cartele
— verificare eroare de TIMING
— GO determină setarea de 80 deo ri a lui COLUMN READY înainte de setarea lui CARD DONE; citirea datelor șterge COLUMN READY și împiedică apariția erorii de TIMING
— eroarea de TIMING setează bitul corespunzător din registrul de stare înaintea setării bitului CARD DONE
— necitirea coloanei 80 determină eroare de TIMING la prima coloană a cartelei următoare; setarea bitului EJECT determină ștergerea erorii de TIMING și împiedică setarea bitului de eroare globală
— verificarea semnalelor CARD DONE și COLUMN READY în condițiile bitului EJECT setat
— CARD DONE generează întrerupere
— COLUMN READY generează întrerupere
— verificare întreruperi procesor pe diferite nivele de prioritate ale acestuia
— TIMING ERROR trebuie să genereze întrerupere
— test neapariție întrerupere cînd IE este setat și restul biților registrului de stare sînt șterși
— test întreruperi simultane pe diferite nivele
— orice adresare a registrelor de date șterge COLUMN READY
— EJECT setat după COLUMN READY fără ștergerea acestuia trebuie să seteze TIMING ERROR

Pentru verificarea corectitudinii citirii se folosesc două seturi de cartele avînd o configurație de date speciale. Tot în această parte a testului se verifică erorile datorate lectorului de cartele.

AFIȘARE ERORI

Mesajul de eroare este format din două cuvinte:
— **primul indică PC+2 la detectare eroare**
— **următorul indică conținutul PSW la eroare**

Urmează apoi un cap de tabel pentru întreg pachetul și folosind următoarele notații:
— **DECK** semnifică tipul pachetului de cartele folosit
— **CARD** număr cartelă în care apare eroare
— **COLUMN** număr coloană unde se produce eroarea
— **PATTERN** configurația corectă a datei
— **READ1** configurația datei citită din registrul de date 1
— **READ2** configurația citită din registrul de date 1 a doua oară, după o mică întîrziere

— **CODED** forma codificată a datelor
— **READ** configurația citită din registrul de codificare a datelor

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE

Sfîrșitul de trecere se semnalează acustic la consola sistemului.

4.6. TESTE PENTRU IMPRIMANTA DZLAEP/LPTP1C

Programul este destinat verificării funcționării corecte a interfeței și părților electronice și mecanice ale imprimantei. Preliminar trebuie trecute cu succes testele pentru unitatea centrală, memorie și dispozitivul de management.

SWR

SW 15	oprire la eroare
SW 14	buclare pe un subtest
SW 13	inhibare tipărire erori
SW 12	TIMING manual (numai la CORAL)
SW 11	Temporizare manuală (la I—100 fără ceas de timp real)
	Tip imprimată (la CORAL)
SW 9	Tipărire un singur caracter (dacă este 1) sau o linie întreagă (dacă este 0)
SW 8	oprire și selecție test
SW 7—0	număr coloane (numai la inițializare program)
SW 5—0	număr test selectat
SW 6—0	caracter specificat pentru subtestul nr. 61

ADRESA DE LANSARE

$200_{(8)}$ — normal, se execută întîi testele cu intervenție operator, apoi cele tipărire
$600_{(8)}$ — se execută numai testele de tipărire
$604_{(8)}$ — cînd se dorește selectarea unui test

INDICAȚII DE OPERARE

În orice moment, introducerea de la consolă a caracterului CTRL/G determină modificarea SWR, afișîndu-se valoarea veche a acestuia și așteptîndu-se introducerea valorii noi.

Introducînd RUBOUT (DEL) execuția programului se întrerupe și se permite selecția unui test; după mesajul „SELECT TEST" se introduc două cifre octale (reprezentînd numărul testului) urmată de unul din caracterele: ●, L, S și ⟨CR⟩.

● determină rulare test selectat o singură dată și revenire la selecție test
L determină buclarea pe testul selectat
S rulare teste de la cel selectat pînă la sfîrșitul programului

DESCRIERE PROGRAM

T0	test de interfață (lucrul corect al biților ERR și READY, verificarea nivelului de întrerupere)
T1	test SWITCH TOP OF FORM
T2	determinare viteză de tipărire
T10	test căi de date
T11	scriere cîte un rînd complet cu fiecare număr
T12	scriere repetate a numerelor de la 0 la 9 pe mai multe linii
T13	test scriere caractere speciale (!, = @, #)
T20	test transfer date (scriere alternativă de *, U)
T21	test supra imprimare 1 (scriere linie cu o o o . . . , apoi spațiile libere se umplu cu x)
T22	test supra imprimare 2 (se scriu 2 linii de x astfel: întîi /—/—/— . . . apoi supra imprimare cu \\—\\—\\—\\ . . . \\
T23	test caractere tipăribile (se scrie o linie cu fiecare caracter)

T24	test caractere netipăribile
T25	test funcţionare buffer (la I—100) scriere caractere tipăribile (la CORAL)
T26	test supra imprimare 3 (se supra imprimă 4 linii) astfel: E E E E E E a a a a a a M M M M M M $ $ $ $ $
T27	test execuţie LINE FEED
T30	test avans bandă tuşată (se tipăresc 24 de caractere x în prima coloană pe linii succesive)
T31	test avertizor sonor (numai la CORAL)
T60	test de scriere de 2 linii cu fiecare caracter
T61	tipărire caracter indicat în SW6—0 sau linie dacă SW9=0
T62	tipărire de linii complete cu caracter introdus de la consolă
T63	tipărire la imprimantă caracter de caracter a datelor introduse de la consolă

OBSERVAŢII:

1. Testele T1—T20 sînt cele ce necesită intervenţia operatorilor.
2. Testele T60—T63 sînt denumite ajutătoare şi nu se execută în secvenţa normală ci doar dacă sînt selectate (se pot folosi în depanare).

ERORI

Formatul de editare al eventualelor erori este:

TEST xx **PC**=xxxxxx **ERROR** xxx

Urmează un mesaj explicit ce nu necesită consultarea listingului decît în cazuri cu totul speciale.

TEST xx	indică numărul testului
PC xxxxxx	indică valoarea PC-ului la eroare
ERROR xxx	indică numărul erorii

MESAJ DE SFÎRŞIT TRECERE

Nu există mesaj de indicare a sfîrşitului, programul rulînd pînă la oprire externă (RESET, HALT).

5. TESTE PENTRU MEMORII PE DISCURI MAGNETICE

5.1. DISC CARTRIDGE

5.1.1. TEST 1 INTERFAŢĂ DISC CARTRIDGE DZRKJ/CDTP1C

Programele testează logica din cuplarul de disc cartridge. Ele mai poartă şi denumirea de LOGIC I.

Programul nu necesită unitatea de disc pornită.

SWR

SW14	oprire pe eroare
SW13	buclare pe subtest
SW12	inhibare tipărire erori
SW15	buclare pe eroare (de la eroare pînă la instrucţiunea SCOPE anterioară)
SW11	inhibare iteraţii
SW10	testare pe simulator soft
SW9	buclare pe erori specificate (cele mai mici bucle)
SW8	buclare pe test specificat de SW7—SW0
SW7—SW0	selecţie test pentru buclare

OBSERVAŢIE:

Prima trecere a programului se recomandă a fi făcută cu toţi biţii SWR zero.

ADRESE DE LANSARE

Adresa de lansare este 200_8 pentru orice mod de operare

DESCRIERE PROGRAM TEST 1 INTERFAŢĂ DISC CARTRIDGE

T1 se verifică adresare registre cuplor fără eroare de TIME-OUT
T2 se verifică iniţializare registre cuplor
T3 se verifică biţii de funcţie din registrul de control şi stări
T4 se verifică biţii de extensie de memorie
T5 se verifică bitul IDE
T6 se testează biţii SSE, EXB, FMT, IBA
T7 se testează biţii read only ai registrului de control şi stări
T10 se testează bitul de GO cu funcţia CONTROL RESET
T11 exersare registru control şi stări cu toate combinaţiile de la 2 la 7777
T12 registrul numărător de cuvinte se poate scrie şi citi
T13 registrul numărător de cuvinte numără de la 0 la 177777
T14 registrul numărător de adrese de bus se poate scrie şi citi
T15 registrul numărător de adrese de bus numără de la 0 la 177777
T16 registrul de adresă de disc se poate seta
T17 registrul de adresă de disc numără de la 0 la 177777
T20 RESET-ul şterge registrele numărătoare de cuvinte, adrese de bus şi adrese de disc
T21 funcţia CONTROL RESET şterge registrele numărătoare de cuvinte, adresă de bus, adresă de disc şi registrul de control şi stări
T22 se verifică adresarea unică a registrelor cuplorului de disc
T23 registrul de control şi stări se poate adresa pe byte
T24 registrele numărătoare de cuvinte, adresă de bus şi adresă de disc se pot adresa pe byte.

ERORI

Programul conţine într-o tabelă toate mesajele de eroare ce pot apare. Acestea sînt scurte şi clare informaţiile suplimentare necesitînd consultarea listingului la începutul căruia se află tabelele de erori.

La tipărirea unui mesaj de eroare, pe listingul consolei apar toate registrele şi conţinutul acestora. PC-ul indicat în mesaj arată adresa de la care a fost apelată rutina de afişare a erorii.

OBSERVAŢIE:

O singură eroare poate determina apariţia mai multor mesaje de eroare rezultînd multă atenţie la interpretarea acestora.

MESAJ DE SFÎRŞIT DE TRECERE

DZRKJ   **END PASS # n**
CDTP1C

5.12. TEST 2 INTERFAŢĂ DISC CARTRIDGE DZRKK/CDTP2C

Programele astfel numite reprezintă partea a doua a testului de interfaţă fiind cunoscute şi sub denumirea de LOGIC II.

Trecerea acestui test necesită unitatea de disc pornită el avînd şi posibilitatea de a detecta erori în unitate.

Preliminar se impune trecerea părţii întîi a testului de interfaţă (LOGIC I).

SWR
SW15 oprire pe eroare
SW14 buclare pe test
SW13 inhibare tipărire erori
SW12 buclare pe eroare de la rutina SCOPE anterioară

SW11 inhibare iterații (fiecare subtest se execută o dată)
SW10 testare pe simulator soft
SW9 buclare pe erori specificate (buclă minimă)
SW8 buclare pe subtest indicat de SW0—SW7
SW7—SW0test selectat pentru buclare
SW6 abandonare testare unitate după număr maxim de erori (acest număr este 5).

ADRESE DE LANSARE

Adresa de lansare este 200_8 pentru orice mod de operare.
Programul se autoidentifică, apoi tipărește întrebarea: DRIVES TO BE TESTED?
Răspunsul la aceasta depinde de configurația sistemului astfel:
— pentru testare completă 0F, 2F 4F, 6F ⟨CR⟩
— pentru testare unitate singură 0/1/2/3/4/5/6/7 ⟨CR⟩
Înainte de începerea testelor programul caută unitatea de disc indicată și tipărește numărul ei astfel:

DRIVE N cu N=0—7

DESCRIERE PROGRAM TEST 2 INTERFAȚĂ DISC CARTRIDGE

T1 verifică driverele nespecificate ca fiind inexistente. Dacă există și drivere nespecificate un mesaj de atenționare este scris la consolă
T2 determină driverul ce se va testa
T3 verifică alimentarea unității indicate testînd bitul DPL
T4 verificare biți DRU șters
HDEN setat
WPS șters
T5 verificare bit DRIVE READY setat
T6 test bit SOK se poate seta
T7 verificare numărător de sectoare (numără pînă la 13_8, ajunge în zero, numără corect pentru toate sectoarele)
T10 verificare poziționare bit SC=SA pentru fiecare sector
T11 verificare R/W/S RDY setat și SIN șters
T12 verificare funcție DRIVE RESET
T13 verificare funcție SEEK în cilindrul zero (nu e necesară mișcare deoarece capetele ar trebui să fie în cilindrul zero după funcția DRIVE RESET)
T14 test bit R/W/S RDY șters cînd capetele sînt în mișcare
T15 verificare funcție WRITE FORMAT în cilindrul zero, sector zero (scrie un cuvînt 125252 în zona de HEDEAR)
T16 verificare funcție READ FORMAT în cilindrul zero, sector zero (verificare informație scrisă de testul anterior)
T17 verificare funcție READ în cilindrul zero, sector zero
T20 verificare funcție WRITE FORMAT în cilindrul zero, sector 0—13_8
T21 verificare funcție READ FORMAT în cilindrul zero, sector 0—13_8
T22 verificare funcție READ în cilindrul zero, sector 0—13_8
T23 verificare funcție WRITE FORMAT pe întreg discul
T24 verificare funcție READ FORMAT pe întreg discul
T25 verificare funcție READ pe întrg discul
T26 exersare funcție SEEK în următoarele cazuri:
— diferența <3
— $3<$diferența<31
— diferența>31
T27 verificare funcție DRIVE RESTE de pe ultimul cilindru
T30 scriere 256 cuvinte în sector zero, cilindrul zero
T31 verificare că scrierea anterioară a fost corectă
T32 verificare funcție READ CHECK în cilindrul zero, sector zero
T33 verificare funcție WRITE CHECK în cilindrul zero, sector zero

T34 verificare inhibare incrementare registru adresă de bus
T35 verificare întrerupere de la disc cînd aceasta este permisă
T36 verificare întrerupere la inițiere și terminare funcție SEEK
T37 verificare întrerupere la terminare citire
T40 verificare întrerupere doar pe nivel 5(BR5)
T41 simulare și verificare sesizare eroare OVR (depășire capacitate disc)
T42 simulare și verificare sesizare eroare PGE (eroare de programare)
T43 simulare și verificare sesizare eroare NXM (memorie inexistentă)
T44 simulare și verificare sesizare eroare NXD (unitate inexistentă)
T45 similare și verificare sesizare eroare NXC (cilindru inexistent)
T46 simulare și verificare sesizare eroare NXS (sector inexistent)
T47 simulare și verificare sesizare eroare WCE (funcție WRITE CHECK terminată cu eroare poziționează acest bit)
T50 poziționarea bitului SSE (eroare soft) oprește toate acțiunile discului
T51 verificare apariție întrerupere în situația SSE=1 și IDE=1
T52 verificare biți MEX (extensie memorie)
T53 verificare transfer între disc și consolă
T54 verificare corectitudine numărare registru adrese de bus
T55 verificare corectitudine răspuns de la drive la selecție
T56 verificare funcție SEEK pentru fiecare unitate
T57 verificare logică de POLLING

OBSERVAȚIE:

Pogramul CDTP2C nu are testul T37
T56 și T57 sînt asemănătoare cu T55
T61 este un test pentru capetele de disc
T62 este echivalent cu T57.

MESAJ DE SFÎRȘIT TRECERE

DZRKK **END PASS #**
CDTP2C **END PASS #**

5.13. TESTUL DINAMIC AL DISCULUI CARTRIDGE DZRKL/CDTP3C

Programul are ca scop verificarea integrității electromecanice a discului, a logicii de poziționare și a vitezei de poziționare a integrității logicii de scriere-citire precum și estimarea timpului de poziționare.

Programul necesită trecerea preliminară a testelor LOGIC I și LOGIC II.

SWR
SW15 oprire pe eroare
SW14 buclare pe test
SW13 inhibare tipărire mesaje eroare
SW12 buclare pe eroare de rutina SCOPE anterioară
SW11 vidajul tuturor registrelor discului la eroare
SW10 semnalarea acustică la eroare
SW9 buclare pe erori specifice
SW8 buclare pe testul indicat de utilizator
SW6 tipărirea timpului de poziționare
SW5 tipărirea grafelor
SW4 tipărirea grafului complet
SW3 terminare funcție selectată de utilizator
SW2 abandonare unitate după număr maxim de erori (acesta este 6)
SW0 crearea modelului de date ce trebuie scris sau verificat

ADRESE DE START

200_8 lansare normală
210_8 lucru în mod conversațional

DESCRIERE TEST DINAMIC DISC CARTRIDGE

T1	verificare integritate electromecanică a discului și SWITCH-urile de limită înainte-înapoi
T2	formatare pilă
T3	citire și verificare pilă formatată
T4	SEEK după modelul 0-312-0-311-0-310...... etc.
T5	SEEK după modelul 0-312-1-311-2-310...... etc.
T6	scriere trei sectoare
T7	citire informație scrisă anterior
T10	funcție WRITE CHECK pe cilindru 127, 128
T11	SEEK cronometrat (se folosește ca TIMER numărătorul de sectoare)
T12	sfîrșit de program permițînd reluare pentru altă unitate

OPERARE PROGRAM

Lansarea de la 200_8 cu SWR=0 permite programului să identifice unitățile de disc prezente și să tipărească numărul celor găsite. Dacă aceasta se face cu SW8=1 programul scrie la consolă următorul mesaj:

OCTAL TEST?

Ca răspuns se introduce numărul octal al testului dorit urmat de ⟨CR.⟩ Testul se va executa repetitiv.

RESTRICȚIE:

T2 trebuie executat înainte de T4
T6 trebuie executat înainte de T7

Lansarea programului de la 210_8 implică răspuns la următoarele întrebări:

FUNCTION?

Răspunsuri posibile:
WR scriere
WC scriere cu verificare
RD citire
RC citire cu verificare
CR inițializare cuplor
DR inițializare unitate
SK poziționare capete unitate

Funcție de răspunsul introdus mai trebuie răspuns la întrebările:

RKBA?	adresa de bus în octal urmată de ⟨CR⟩
RKDA?	adresa de disc în octal urmată de ⟨CR⟩
# WORDS?	numărul de cuvinte în octal de transferat (se poate transfera orice număr, la citire sector acesta este 400_8)
PATRN?	se cere modelul de date dorit urmat de ⟨CR⟩ apare numai dacă funcția este scriere și SW0=1
	Pentru funcția SK (SEEK) apar întrebările:
CYL1?	reprezintă adresele cilindrilor între care
CYL2?	se dorește poziționarea

ERORI

La apariție eroare se afișează registrele cuplorului și conținutul acestora care trebuie interpretat pentru a identifica eroarea.

Informații suplimentare se pot obține din consultarea listingului.

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE

END PASS #

5.1.4. PROGRAM TESTARE PERFORMANȚE DISC CARTRIDGE DZRKH/CDTP4C

Programele simulează exploatarea în cadrul sistemului de calcul a unităților de disc CARTRIGE și identifică erorile care apar în asemenea condiții. Programul permite și o evaluare a performanțelor acestuia.

Preliminar se impune trecerea testelor LOGIC1 și LOGIC2 și a testului dinamic.

SWR

SW15	oprire pe eroare
SW13	inhibare tipărire mesaje de eroare
SW12	tipărire istoric eroare
SW11	tipărire conținut registre cuplor
SW10	semnal acustic la eroare
SW9	buclare pe eroare specificată
SW8	afișare date statistice la eroare
SW6	selecție zonă de memorie unde are loc transferul de date (se determină astfel dacă erorile sînt în cuplor sau în memorie)
SW5	oprire înaintea inițializării unui nou set de comenzi
SW4	folosit numai la relansare program de la adresa 210_8 evitîndu-se astfel rescrierea unităților de disc
SW3	tipărire timp scurt pînă la apariție eroare (numai pentru configurațiile cu RTC)
SW2	abandonare testare unitate după număr maxim de erori (acesta este 8)
SW1	tipărire număr serie pentru discul la care a apărut eroarea
SW0	tipărire timp pînă la eroare cînd SW8=1 și SW3=1 (pt. CDTP4C)

ADRESE DE LANSARE

200_8	standard, cu SWR=0
210_8	adrese de restart ce permite rularea numai a unei porțiuni de program

DESCRIERE PROGRAM TESTARE PERFORMANȚE DISC CARTRIDGE

T1	scriere 401 cuvinte 177777 în sectoarele 0 și 1 cilindru 0 și în sectoarele 10 și 11 cilindru 0 se verifică lucrul corect al registrelor numărătoare de adresă de disc de bus, de cuvinte
T2	citire și verificare informație scrisă în testul 1 verificare că restul sectorului 1 este scris cu 0
T3	scriere 12 sectoare plus un cuvînt
T4	citire și verificare informație scrisă în T3
T5	verificare transfer în jurul zonei de 32 k cuvinte (32 k—250, 32 k+250) verificînd lucrul corect al biților MEX, al registrelor numărătoare de adresă de disc, de bus și numărătorul de cuvinte
T6	verificare transfer date de la 28 k la 32 k
T7	execută cel mai mare transfer de date posibil apoi scrierea e verificată

Programul realizează un lanț aleator de comenzi folosind parametrii selectați aleator. Comenzile sînt așezate într-o coadă formată din 8 cuvinte cheie cu următoarea structură:

BIȚI CUVÎNT CHEIE

0—2	numărul drive-ului pe care se va executa comanda
4	indică poziționare de capate
5	indică comandă WRITE CHECK după comandă WRITE
6	indică comandă WRITE CHECK
7	indică o funcție în desfășurarea
8—10	indică numărul cuvîntului în coada de 8 cuvinte
11	indică abandonare funcție corespunzătoare cuvîntului

12 indică prioritate mare pentru comanda corespunzătoare cuvîntului
14 indică abandonare comandă datorită deselectării unității
15 indică comandă terminată (sau abandonată după reîncercări)

ERORI

Datorită organizării speciale a programului erorile pot apare în două momente:

— în partea de program ce nu simulează funcționarea reală a discului (buclarea pe astfel de erori se realizează ca și pentru programul de test dinamic al discului)

— în partea de program ce simulează funcționarea discului. În acest caz controlul programului este transferat la începutul cozii de comenzi și începînd cu prima de la sfîrșit sînt reluate pînă la apariție eroare.

Pentru fiecare unitate de disc din sistem se memorează:
— erori de verificare la control
— erori de verificare la scriere
— erori de verificare comparare date
— erori hard
— erori de poziționare
— erori de terminare incorectă a secvenței de program
— erori de abandonare

Orice eroare este raportată împreună cu o serie de date referitoare la ea (registrele din unitatea de legătură, PC-ul de unde se apelează rutina de afișare eroare).

Erorile irecuperabile (disc defect, protejat la scriere, neoperațional) determină renunțarea la testarea unității.

Erorile recuperabile determină reluarea funcției de trei ori. Dacă eroarea se menține sau apare alta se renunță la executarea comenzii.

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE

END PASS #
END PASS #

5.2. PROGRAME DE TEST PENTRU DISC DE MASĂ (LA CORAL)

5.2.2. MDTP1C program de test pentru controllerul de disc

DESCRIERE

T0 verificare inițializare controller cu RESET
T1 verificare înscriere în registre a pozițiilor inscriptibile de pe bus
T2 verificare registru stare
T3 verificare poziționare corectă a biților din registrul de erori
T4 test biți din registrul de stări controller și verificare lucru în întreruperi
T5 test registru adresă disc și registru SUCA
T6 test lucru corect al memoriei SILO
T7 test execuție corectă SEEK, RTZS, RDWS, WRITE FORMAT în mod întreținere.

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE

END PASS #

MDTP2C test de verificare rapidă a funcțiilor: RESET, SEEK, READ, WRITE-CHECK

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE

END PASS #

MDTP3C test de verificare a căilor de date

MESAJ DE SFÎRŞIT DE TRECERE

END PASS #

MDTP4C test operaţional al discului de masă

T0 test HOME SEEK
T1 test funcţie SEEK
T2 test funcţie READ HEADER
T3 test funcţie WRITE
T4 test funcţie WTITE-CHECK
T5 test completare cu zero a unui sector incomplet, sesizare eroare de programare şi EOP
T6 test adresabilitate memorie cu management activ şi fără.

MESAJ DE SFÎRŞIT DE TRECERE

END PASS #

MDTP5C — TEST DE FORMATARE PILA

T0 — test formatare pachet de disc
T1 — test de verificare a corectitudinii formatării.

Programul necesită intervenţia asupra unui SWITCH de pe cuplorul de disc şi avertizează operatorul asupra modului de poziţionare (este indicat a fi rulat numai de către personalul de service).

MESAJ DE SFÎRŞIT TRECERE

END PASS #

OBSERVAŢIE:

Toate aceste programe se rulează cu SWR=0 sau SWR=200 (cînd se doreşte afişarea la consolă a parametrilor).

5.3. PROGRAME DE TEST PENTRU DISC DE MASĂ LA INDEPENDENT

Programele de test pentru discul de masă de la INDEPENDENT sînt organizate la fel ca cele pentru discul cartridge modificările apărute sînt minore şi se referă doar la limitele numărului de cilindrii (în loc de 0—200, 0—400) şi la programarea corespunzătoare a registrelor cuplorului (a apărut suplimentar registrul extensie adresă disc; adresele acestora sînt altele).

6. PROGRAME DE TEST PENTRU BENZI MAGNETICE

6.1. EXERSOR PENTRU BANDĂ MAGNETICĂ DZTUA/MTTP1C
DZTUAM

Programul este capabil să testeze pînă la opt unităţi de bandă din punct de vedere al funcţiilor executate: scriere, citire, rebobinare, poziţionare, detecţie BOT şi EOT.

Toţi parametrii programului sînt selectabili şi se precizează prin răspunsul operatorului la întrebările ce apar la consolă.

PROGRAME PRELIMINARE

Se recomandă trecerea cu succes întîi a testelor pentru cuplor şi pentru funcţiile de bază ale acestuia (acest program le verifică intrinsec). Trebuie testate de asemeni memoria şi unitatea centrală care trebuie să fie operaţionale.

SWR

SW15 oprire în caz de eroare
SW14 tipărire date statistice pentru operațiile de scriere-citire
SW13 inhibare verificare corectitudine date citite
SW12 inhibare verificare registre de stare la scriere
SW11 inhibare verificare registre de stare la citire
SW10 inhibare afișare erori (cu excepția celor catastrofale)
SW9 rebobinare bandă la sfîrșit fișier curent
SW8 selecție model de date aleator (altfel acesta este fix)
SW7 înregistrări cu număr aleator de caractere (altfel acesta este fix în fiecare înregistrare)
SW6 fișiere cu număr aleator de blocuri (altfel acesta este fix în fiecare fișier)
SW5 buclare la citire pe o singură înregistrare
SW4 permite repetarea operației în cazul erorilor de scriere de 4 ori iar a celor de citire de 8 ori. Dacă banda are 20_8 porțiuni defecte se abandonează testarea cu mesaj corespunzător la consolă
SW3 inhibare funcție de citire înainte
SW2 inhibare funcție de citire înapoi
SW1 selecție citire înainte întîi apoi citire înapoi (altfel operațiile se desfășoară invers)
SW0 inhibare scriere pe bandă.

OBSERVAȚII:

SWR=0 determină următoarea secvență: — scriere date
— verificare înapoi
— verificare înainte

SWR=24 determină numai scriere configurație selectată.
SWR=25 determină numai citire înainte.
SWR=31 determină numai citire înapoi.

ADRESE DE LANSARE

$+200_{(8)}$ adresă standard folosită cînd se dorește introducerea tuturor parametrilor

$-204_{(8)}$ adresă de relansare cu păstrarea nemodificată a parametrilor introduși inițial; nu se pierd modelele de date generate aleator, nu se reinițializează datele statistice

$-210_{(8)}$ efect similar cu lansarea de la adresa $204_{(8)}$ dar nu se inițializează datele statistice

$-240_{(8)}$ adresă folosită cînd se dorește execuția unei secvențe fixe, predeterminată de teste

$-300_{(8)}$ adresă de relansare cu efect similar lucrului cu adresa $200_{(8)}$ dar lista întrebărilor din dialog este mai scurtă.

DIALOGUL PROGRAMULUI CU OPERATORUL

REGISTER START: 172440 ca răspuns se introduce de la consolă ⟨CR⟩

VECTOR ADDRESS: 224 ca răspuns se introduce de la consolă ⟨CR⟩

DRIVE NUMBER: se răspunde cu o cifră octală reprezentînd numărul cuplarului de bandă

SLAVE NUMBER: se răspunde cu o cifră octală reprezentînd numărul unității de bandă; unitatea trebuie să fie ON LINE (acum se verifică prezența acesteia în sistem). Pentru unitate prezentă programul tipărește numărul ei și cere indicarea parametrilor DENSYTY, PARITY, FORMAT apoi reia întrebarea SLAVE NUMBER. Dacă operatorul nu dorește testarea altei unități sau aceasta nu există se introduce de la consolă ⟨CR⟩

DENSITY: se răspunde cu una din cifrele 0—4 astfel:
0 **200 bpi, NRZI**
1 **560 bpi, NRZI**
2 **600 bpi, NRZI**
3 **800 bpi, NRZI**
4 **1600 bpi, PE**

PARITY: se răspunde cu 0 sau 1 astfel:
0 **paritate impară**
1 **paritate pară**

FORMAT: se răspunde cu 14 sau 15 astfel:
14 **format normal**
15 **format core dump**

RECORD COUNT: se cere indicare număr blocuri dintr-un fișier; răspunsul un număr din maxim 6 cifre octale iar dacă acesta are mai puțin de 6 cifre trebuie introdus ⟨CR⟩

CHARACTER COUNT: se cere indicare număr de caractere dintr-un bloc; răspunsul este un număr din 1—4 cifre octale iar pentru mai puțin de 4 trebuie introdus ⟨CR⟩ valoarea maximă este **4000**

PATERN NUMBER: se introduc două cifre octale indicînd un număr între 0 și 15 ce reprezintă modelul de date dacă SW 8=0 **(dacă SW 8=1 modelul este unul generat aleator)**
0 pentru **model extern introdus de pe bandă perforată**
1 pentru **toți biții 1 în toate caracterele**
2 pentru **toți biții 0 în toate caracterele**
3 pentru **un bit 1 deplasat de la stînga la dreapta într-un octet cu toți ceilalți** 0
4 pentru **un bit 0 deplasat de la dreapta la stînga într-un octet cu toți ceilalți 1**
5 pentru **alternare de 1 și 0 în fiecare caracter**
6 pentru **alternare de 0 și 1 în fiecare caracter**
7 asemănător cu **modelul 5 dar fiecare caracter este complementul precedentului**
10 **caracterele pare au un** bit **de 1 deplasîndu-se într-un octet cu toți ceilalți 0, iar caracterele impare au toți biții 1**
11 **secvență de caractere 0—377,** fiecare este cu 0 unitate mai mare ca precedentul
12 **secvență de caractere 377—0,** fiecare este cu 0 unitate mai mic ca precedentul
13 **caracterele pare au toți biții 0, caracterele impare au toți biții 1**
14 **caracterele pare au un bit o deplasîndu-se într-un octet cu toți ceilalți biți 1 caracterele impare au toți biții 0**
15 **modelul rezultat din repetarea secvenței: 0, 0, —1, —1, —1, 0, 0**

TAPE MARK: se răspunde cu 1 sau o astfel:
1 **fiecare fișier se încheie cu o înregistrare de sfîrșit de fișier**
0 **nu se dorește încheiere fișier cu înregistrare de sfîrșit de fișier**

INTERCHANGE READ: se răspunde cu 1 sau 0 astfel:
1 **selecție citire în mod INTERCHANGE**
0 **selecție citire în mod NORMAL**

SINGLE PASS:	se răspunde cu 1 sau zero astfel: **1** pentru **oprire test cînd ultima unitate de bandă a detectat EOT** 0 pentru **rulare test în mai multe treceri**
STALIS:	răspunzînd cu un număr de 1—6 cifre fiecare cifră adăugată mărește timpul de așteptare la CITIRE, SCRIERE, SCHIMBARE SENS DE MIȘCARE cu 2, 6 s
TOURN AROUND:	se răspunde cu 1 sau 0 astfel: **1 operațiile** se desfășoară **cu schimbarea sensului de mișcare** 0 **operațiile** se desfășoară **fără schimbare sens de mișcare**

CLASIFICARE ERORI

Erorile ce apar pot fi:
1) **Erori ca rezultat al unei operații**
— erori de stare la scriere-citire
— erori la poziționare bandă (funcții SPACE sau REWIND)
2) **Erori de date**
Dacă 10 caractere succesive sînt greșite se va da mesajul BAD RECORD, iar următoarele 25 de caractere sînt ignorate. Dacă într-o înregistrare apare de 3 ori această situație restul ei este ignorat cu excepția ultimelor 10 caractere.
3) **Erori de condiții**
— EOT incorect
— BOT incorect
— neapariție întrerupere
— unitate OFF LINE
— nu se detectează BOT la rebobinare
— eroare de poziționare
— prea multe porțiuni de bandă defecte
— eroare hard la citire (apare mesaj la consola sistem indiferent de poziția SW10)
— eroare nerecuperabilă (apare mesaj la consola sistem indiferent de poziția SW10).

NOTAȚII PENTRU MESAJELE DE EROARE

(Valabile pentru toate programele de test bandă magnetică.)

BN	număr fișier curent
RN	număr bloc curent
RS	lungime bloc (în octeți)
WR	eroare stare la scriere
RE	eroare stare la citire
SE	eroare la SPACE
TM	sfîrșit de fișier
F	indicare sens direct
R	indicare sens invers
CS1	registrul de comenzi și stări 1(MTCS1)
WC	registrul numărător de cuvinte (MTWC)
BA	registrul de adresă de bus (MTBA)
FC	registrul de numărare caractere (MTFC)
CS2	registrul de comenzi și stări 2(MTCS2)
DS	REGISTRU de stare controller bandă și unitate (MTDS)
ER	registrul de erori (MTER)
AS	registrul de regrupare a întreruperilor (MTAS)
DB	registrul tampon de date (MTDB)
MR	registrul de întreținere (MTMR)
DT	registrul de tip al unității (MTDT)
SN	registrul de serie al unității (MTSN)

TC	registrul de control al unităţii de bandă (MTTC)
XF	formatul de înregistrare
XP	paritatea
XD	densitatea
XPATERN	model de date folosit (R pentru aleator).

AFIŞARE ERORI

Mesajul de eroare cuprinde:

Linia 1 număr cuplor, număr unitate, densitate, paritate, format de înregistrare.

Linia 2 număr fişier, număr bloc, lungime bloc, tip eroare.

Liniile următoare conţin informaţiile din registrele cuplorului

AFIŞARE DATE STATISTICE

Simbolurile folosite au următoarele semnificaţii:

DROPS	indică numărul de erori (pierdere bit la citire, pentru fiecare bit în parte)
PICKS	indică număr de erori (citirea în plus a bitului respectiv)
RETRY	indică numărul de reîncercări (reexecuţie funcţie scriere)
WTERR	număr de erori la scriere, fără cele datorate porţiunilor defecte de bandă
REFWD	număr de erori de stare la citire înainte
REREV	număr de erori de stare la citire înapoi
SOFT	număr de erori recuperabile la citire
HARD	număr de erori nerecuperabile la citire
DEFWD	erori de date la citire înainte neasociate cu erori de stare
DEREV	erori de date la citire înapoi neasociate cu erori de stare.

OBSERVAŢIE:

Poziţia biţilor este indicată aşa cum rezultă din locaţia de memorie. Corespondenţa cu pistele este următoarea:

```
MEMORIE: 7 6 5 4 3 2 1 0
PISTA  : 7 6 5 3 9 1 8 2
```

SECVENŢA DE TEST PRESTABILITĂ

Aceasta depinde de modul de înregistrare NRZI sau PE astfel:

— în NRZI se scriu cîte 6 fişiere de 100 de blocuri a 4000 de caractere cu următoarele modele: 1, 10, 14, aleator;

— în PE se scriu cîte 6 fişiere de 100 de blocuri a 4000 de caractere cu următoarele modele: 10, 14, 15, aleator.

OBSERVAŢIE:

În titlul testului apare pentru calculatoarele INDEPENDENT numele DZTUA dar şi DZTUAM.

Operarea este similară pentru că cele două teste au ca diferenţă faptul că DZTUAM permite scrierea şi de informaţii în 800 b.p.i. (NRZI) faţă de DZTUA care nu permite decît scrierea cu 1600 b.p.i. (PE) (aceasta datorită implementării diferite a FORMATTERULUI).

Precizarea se datorează faptului că echivalenţa testelor pentru cele două formaţie de minicalculatoare este DZTUAM/MTTP1C.

6.2. TEST PENTRU FUNCŢIILE DE BANDA DZTUB/MTTP2C

Programul este destinat testării tuturor funcţiilor de bază ale cuplorului de bandă şi ale unităţii de bandă magnetică: scriere citire, poziţionare, ştergere, rebobinare etc.

Primele opt teste ale programului verifică funcţionarea precuplorului de mare viteză permitînd astfel separarea erorilor datorate acestuia de cele datorate cuplorului şi unităţii de bandă.

Preliminar se cere testarea unităţii centrale, a memoriei şi a cuplorului.

SWR
SW15 oprire la eroare
SW14 buclare pe eroare
SW13 inhibare tipărire erori
SW12 inhibare iterații
SW11 reluare program la terminare trecere
SW10 oprire la sfîrșitul testului curent
SW4—0 selectare test individual (dacă sînt zero înseamnă că se execută toate testele).

ADRESE DE LANSARE

—200_8 standard, presupune dialog de alegere a parametrilor
—210_8 lansarea directă a testelor fără selecție parametrii

DESCRIERE PROGRAM FUNCȚII DE BANDĂ

T1 Adresare registre precuplor de mare viteză
T2 Scriere-citire registre precuplor de mare viteză
T3 Inițializare precuplor de mare viteză
T4 Test 1 SILO citire din SILO gol determină poziționare bit DLT
T5 Test 2 SILO verificare IR și OR
T6 Test 3 SILO scriere-citire SILO în întregime
T7 Test 4 SILO verificare răspuns la depășire capacitate SILO
T10 Test 5 SILO resetare SILO la inițializare precuplor
T11 Test funcție NOP
T12 Test funcție rebobinare
T13 Test scriere-citire
— scriere 100 înregistrări de 200 octeți de 1
— verificare apariție eroare la fiecare înregistrare
— citire înainte-înapoi.

OBSERVAȚIE:

Testul nu ia în considerare erorile de date neverificînd corectitudinea datelor scrise-citite.
T14 Salt peste un număr de înregistrări

— rebobinare
— scriere 100 înregistrări fiecare cu un octet mai lungă
— detectare erori de stare la fiecare înregistrare
— ignorare erori de date
— salt peste 77 înregistrări înapoi și citire o înregistrare
— salt peste 76 înregistrări înainte și citire o înregistrare
— reluare pînă la testarea tuturor pozițiilor
T15 Test funcție de ștergere
— rebobinare
— execuție a 200 comenzi de ștergere
— verificare apariție erori
— rebobinare
— citire înainte
— testare oprire mișcare înainte la poziționare bit OPI
— verificare alte erori în afara bitului OPI
T16 Scriere-citire sfîrșit de fișier
— rebobinare
— execuție funcție scriere sfîrșit de fișier
— verificare apariție erori
— se setează bitul TM din registrul de stare?
— citire înapoi
— se setează tot bitul TM din registrul de stare?
— verificare apariție alte erori
— citire înainte

T17 Verificare funcție salt fișier
- rebobinare
- scriere 20, 40, 60, 100 înregistrări de sfîrșit de fișier
- testare apariție erori
- verificare setare bit TM la fiecare scriere
- salt înapoi peste 200 înregistrări, oprire la fiecare înregistrare de sfîrșit de fișier apoi execuție 5 comenzi de salt și verificare că nu se ajunge la BOT
- repetare pentru mișcare înainte
- verificare apariție alte erori

T20 Verificare funcție WRITE CHECK înainte și înapoi
- rebobinare
- scriere 400 octeți
- verificare apariție erori
- execuție WRITE CHECK înapoi
- verificare apariție erori
- execuție WRITE CHECK înainte

T21 Testare cap ștergere
- rebobinare
- scriere două înregistrări de 1600 de octeți
- rebobinare
- salt peste 800 de octeți din prima înregistrare, restul se va șterge
- rebobinare
- citire prima înregistrare
- citire a doua înregistrare care trebuie să fie de 1600 de octeți. Dacă este mai mare, capul de ștergere nu a lucrat corect.

T22 Test comenzi înlănțuite
- rebobinare
- execuție trei comenzi de scriere
- rebobinare
- lansare o nouă comandă de scriere la setare bit DR%. Acesta se va seta după ce banda a executat rebobinare și comanda de scriere este memorată.
- verificare apariție erori

T23 Execuție READ IN PRESET
- scriere
- execuție READ IN PRESET
- se așteaptă oprire bandă și se verifică ajungerea la BOT
- se verifică registrul numărător de caractere

T24 Test verificare trecere OFF LINE unitate
- execuție funcție rebobinare cu trecere OFF LINE
- testare bit MOL (trebuie să fie resetat)

OBSERVAȚIE:

Acest test se execută numai dacă în SWR bitul 11 este zeo.

ERORI

La apariție eroare aceasta se afișează la consolă astfel:
- Numărul și numele testului în linia întîi
- Indicații asupra erorii în linia a doua
- registrele implicate sau datele eronate în liniile următoare

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE

La trecerea programului cu bitul 11 din SWR zero se afișează la consolă următorul mesaj:

RESET SLAVE ON LINE TO CONTINUE

6.3. PROGRAM DE TEST PENTRU CUPLORUL DE BANDĂ MAGNETICĂ DZTUC/MTTP1C

Programul testează circuitele de comandă şi de formare a datelor în cuplorul de bandă.

Preliminar este necesară testarea unităţii centrale şi a memoriei centrale.

SWR

SW15 oprire la eroare
SW14 buclare pe eroare
SW13 inhibare tipărire erori
SW12 inhibare iteraţii
SW11 reluare program la terminare trecere
SW10 oprire la sfîrşitul testului curent
SW9 execuţie teste cu intervenţie manuală operator
SW8 inhibare verificare corectitudine date
SW7 inhibare verificare corectitudine conţinut registre de stare şi comandă
SW6 selecţie modul
SW5-0 selecţie test individual (pentru valori diferite de 0) toate testele pentru valoare egală cu 0

OBSERVAŢIE:

— Conţinutul SWR-lui se poate modifica chiar în timpul rulării programului introducînd de la consolă comanda CTRL/G. Dacă operatorul greşeşte la această modificare, introducînd comanda CTRL/U poate anula cifrele introduse anterior.

ADRESE DE LANSARE

—200 adresă standard operatorul va preciza adresa cuplorului, vectorul de întrerupere, etc.
—210 adresa permite trecerea directă la rularea testelor.

DESCRIERE TEST CONTROLLER DE BANDĂ

T1 test de adresare a cuplorului de bandă
T2 verificare linii de selecţie a registrelor detectîndu-se prin citire erori de paritate şi poziţionarea corectă a bitului ILR din registrul de erori.
T3 verificare linii de control
T4 test adresare unitate de bandă magnetică; se verifică biţii de selecţie ai unităţii din registrul MTTC
T5 testare operaţii de scriere citire cu registrul MTMR
T6 testare operaţii de scriere citire cu registrul MTTC
T7 testare operaţii de scriere citire cu registrul MTFC
T10 testare biţi pentru codul de funcţie
T11 test bit GO (verificare posibilităţi de tranziţie)
T12 test bit DRY
T13 test întrerupere
T14 test biţi MOL, WRL, DPR, DRY, BOT
T15 test biţi ATA, DPR, DRY, SSC
T16 test biţi EOF, SSC, SLA
T17 similar cu T16, dar necesită montare inel de protecţie pentru a permite scrierea
T20 test bit ILF
T21 test bit RMR
T22 test bit CPAR
T23 test bit FMT
T24 test bit DPAR
T25 test bit FCE
T26 test bit DTE
T27 test bit OPI

T30 test bit UNS
T31 test bit PIP
T32 test bit PES
T33 test bit TCW
T34 test bit FCS
T35 test bit ACCL
T36 test bit TM
T37 test funcție de întreținere (scriere), format normal, paritate impară
T40 test funcție de întreținere (scriere), format normal, paritate impară
T41 test funcție de întreținere, format în inel
T42 test funcție de întreținere, citire înapoi
T43 test bit COR
T44 test bit INC
T45 test semnalare depășire capacitate registru numărător de octeți
T46 test funcție de întreținere în mod NRZ, format normal paritate impară
T47 test funcție de întreținere, în mod PE, format normal paritate impară
T50 test funcție de întreținere în mod NRZ, format normal paritate impară
T51 test funcție de întreținere în mod PE, format normal paritate impară
T52 test funcție întreținere, format CORE DUMP
T53 test funcție întreținere, format CORE DUMP
T54 test paritate pară la scriere
T55 test paritate pară la citire
T56 test citire înapoi
T57 test verificare eroare CRC
T60 test verificare eroare LRC
T61 test eroare corectabilă de date în mod PE
T62 test eroare incorectabilă de date în mod PE
T63 test eroare de format în mod PE
T64 test semnalare depășire capacitate registru numărător de octeți

AFIȘARE ERORI

Formatul de afișare a erorilor la consolă depinde de tipul erorii.
Pentru erori în circuitele de comandă și stare mesajul cuprinde 4 linii astfel:
— Linia 1 indică numărul testului și funcția testată.
— Linia 2 furnizează informații despre eroare.
— Linia 3 afișează conținutul registrelor din controllerul de bandă magnetică.
— Linia 4 indică numărul iterației testului eronat.
Pentru erori în testele lucrînd cu circuitele de formare și transmitere a datelor mesajul de eroare are următoarea formă:
— Linia 1 numărul testului și funcția testată.
— Linia 2 și următoarele indică valorile așteptate și detectate ale registrelor cuplorului și datele așteptate și detectate caracter cu caracter (la eroare).

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE

DZTUC END PASS #
MTTP3C END PASS #

7. PROGRAM DE TEST DE SISTEM
SYST1F (numai CORAL)

Pentru testarea sistemului de calcul CORAL există trei teste de sistem din care acesta are mai multe variante, cea mai recentă fiind prezentată în continuare.

SWR
SW15 oprire pe eroare
SW14 buclare pe subtest
SW13 inhibare mesaje de eroare
SW12 inhibare relocare, programul se execută în primii 16 k

SW11 inhibare iterații
SW10 semnal acustic la eroare
SW9 inhibare relocare peste 56 k
SW8 permite indicarea perifericului ales pentru relocare
SW7 inhibare tipărire mesaj END PASS
SW6 inhibare întreruperi de ceas
SW5 permite relocare pe toate perifericele
SW4 permite generarea de adrese aleatoare de disc pentru relocare
SW3 permite relocarea pe perifericele de intrare/ieșire
SW2—0 indicare periferic selectat pentru relocare, astfel:

0 relocare CPU
1 relocare pe DK
2 relocare pe DX
3 relocare pe MD
4 relocare pe DY
5 relocare pe MT

Se utilizează uzual valoarea 4020 pt SWR

Adresa de lansare este 200_8

DESCRIERE PROGRAM

Programul este alcătuit din șapte module independente, astfel:
M0 execută relocarea a 256 cuvinte
M1 execută instrucțiunile cu un singur operand, în toate modurile de adresare mai puțin modul 7
M2 execută instrucțiunile cu un singur operand în modul de adresare 7 și instrucțiunile cu doi operanzi în alte moduri de adresare decît 7
M3 execută instrucțiunile cu doi operanzi în modul de adresare 7 și instrucțiunile JMP; JSR
M4 execută întreruperile datorate cauzelor soft
M5 execută operațiile cu PSW și stiva
M6 execută instrucțiunile SXT, XOR, SOB, MARK, RTI, RTT, MUL, DIV, ASH, ASHC
M7 test de management și al erorilor acestuia (omis pentru CORAL 4001).

Se pot întîlni mesaje de eroare avînd una din formele următoare:

ERORI

1) **PASS#AAAA VPC=BBBBBB PSW=CCCCCC**
PASS#AAAA VPC=BBBBBB PSW=CCCCCC RPC = DDDDDD
PASS#AAAA VPC=BBBBBB PSW=CCCCCC PPC = EEEEEE

unde prescurtările au semnificațiile:

PASS numărul trecerii
VPC adresa virtuală
PSW cuvîntul de stare program
RPC adresa de bază
PPC adresa fizică.

Dacă **VPC=PPC** în cadrul mesajului de eroare aceasta este o eroare de procesor, altfel reprezintă o eroare de memorie sau de management.

2) **PASS#AAAA VPC=BBBBBB XX ERROR**

Mesajul indică o eroare de periferic identificarea acestuia făcîndu-se după cele două inițiale simbolizate cu XX; este urmat de afișarea conținutului registrelor perifericului.

3) PARYTY ERROR

MEMORY ADDRESS=XXXXXX GOOD=YYYYYY BAD=ZZZZZZ
Mesajul indică eroare de paritate la memorie.

4) PASS#AAAA VPCE=BBBBBB MM ERROR

FROM ADRS=XXXXXX DATA=YYYYYY TO ADRS=WWWWWW DATA=ZZZZZZ
Mesajul indică o eroare de relocare.

Dacă eroarea este aleatoare în treceri succesive se semnalează acest lucru prin indicarea trecerii în care nu a mai apărut.

Se recomandă ca în aceste situații să se folosească informațiile din locațiile de memorie:

REL1 indică PC-ul nerelocat pentru ultimul test executat corect.
FACTOR (adresa 2374) indică constanta de relocare.

MESAJ DE SFÎRȘIT DE TRECERE

END PASS
SYSTEM 1F EXERCISER DONE (după 4 treceri consecutive.)

OBSERVAȚIE:

Celelalte două programe de test SYST și CSYST3C sînt echivalente respectiv cu DFKTG și DBKFAT2 programe perezentate.

Ciclul
„CALCULATOARE PERSONALE“

FENOMENUL CALCULATOARELOR ELECTRONICE PERSONALE*

după G. Gromov
(U.R.S.S.)

Trei etape ale tehnologiei informaţionale: evoluţia criteriilor

Acum 30 de ani creatorul teoriei informaţiei, matematicianul american Claude Shannon scria: „...maşinile noastre de calcul arată ca nişte savanţi-scolaştici. La calculul unui lanţ lung de operaţii aritmetice calculatorul întrece cu mult pe om. Cînd însă se încearcă să se adapteze calculatorul pentru efectuarea operaţiilor nearitmetice el se dovedeşte stîngaci şi neadaptat pentru o asemenea muncă“.

Faptul menţionat de Shannon, precum şi costul îngrozitor al primelor calculatoare defineau pe deplin sarcina de bază a tehnologiei informaţionale din anii '50 şi începutul anilor '60. Atunci erau puţine calculatoare, iar probleme actuale nerezolvate avînd caracter de calcul erau pe deplin suficiente. Cheltuielile pentru programare constituiau în acea perioadă doar cîteva procente din costul arendării calculatorului şi de aceea sarcina centrală a tehnologiei programării în această etapă era economisirea resurselor calculatorului, adică a timpului de calculator şi a memoriei. Încărcarea procesului calculatorului astfel, încît să se calculeze cît mai mult în unitatea timpului de calculator — iată cărui fapt era pe atunci subordonată aproape integral întreaga organizare a procesului de calcul.

De la mijlocul anilor '60 s-a început etapa a II-a a dezvoltării tehnologiei informaţională, care a continuat pînă în deceniul actual. Succesele în dezvoltarea electronicii — circuite integrate mari, memoria semiconductoare etc. — au dus la scăderea rapidă a costului specific al operaţiilor la calculator şi a unităţii de memorie operativă, în timp ce cheltuielile pentru elaborarea programelor nu au scăzut aproape deloc, iar într-un şir de cazuri aveau o tendinţă de creştere.

„De la tehnologia utilizării eficiente a programelor la tehnologia programării eficiente“ — astfel s-ar putea defini direcţia generală de schimbare a criteriilor în cursul acestei etape de 15 ani de dezvoltare a tehnicii de calcul. Economia de resurse umane şi nude resurse ale calculatorului a devenit, în sfîrşit, sarcina centrală a tehnologiei programării.

Dacă pînă la mijlocul anilor '70 cu fiecare calculator lucrau în medie unul sau mai mulţi programatori profesionişti, deja la sfîrşitul anului 1983 în nouă cazuri din zece la pupitrul calculatorului nu se afla programatorul, ci aşa numitul „profesionist neprogramator“. Astfel se numeşte de obicei specialistul care posedă tainele meseriei într-un domeniu tematic concret, unde poate fi util calculatorul, dar care nu are o pregătire specială în domeniul tehnicii de calcul şi programării.

Microcalculatorul de birou, orientat spre elaborarea şi executarea programelor aplicative de către „profesionistul neprogramator a căpătat denumirea de calculator personal, iar regimul corespunzător de utilizare a tehnicii de calcul — regim de calcule personale. Astfel a apărut etapa a III-a — formalizarea cunoştinţelor.

Pentru prima oară a apărut nu numai necesitatea, ci şi posibilitatea ca zeci de milioane de oameni să noteze sub formă de construcţii logice clare şi înţelese univoc de calculator, bogăţia intelectuală acumulată în decurs de mulţi ani într-un

---

din: ZNANIE — SILA, U.R.S.S., nr. 3/1985, p. 28—30.

domeniu concret sau altul al activității lor profesionale. Aceasta este sarcina principală a calculelor personale — formalizarea cunoștințelor profesionale — ea efectuîndu-se de regulă, complet independent, de către „profesionistul neprogramator" sau cu un sprijin tehnic minim al programatorului.

Deja prima tentativă reușită de a prezenta cunoștințele profesionale, acumulate în anii de instruire și muncă, sub formă de programe de calculator clare permite să se automatizeze cel puțin acea parte de rutină a muncii prestate de specialist, care chiar la oamenii de profesiuni creatoare răpește peste 75% din timpul lor de muncă. Dacă se ia în considerare că în sfera prelucrării informației sînt ocupați de acum circa jumătate din populația aptă de muncă a țărilor industrial dezvoltate, nu este greu să se estimeze efectul așteptat pentru economia națională a introducerii în masă a regimului de calcule personale.

În ultimii 30 de ani de dezvoltare a tehnicii de calcul a fost codificată prin programe de calculator o parte importantă din acel bagaj de cunoștințe formalizate, care au fost acumulate de omenire în ultimii 300 ani de dezvoltare intensivă a științelor exacte. Costul total al pachetelor de programe aplicative, în care sub o formă accesibilă pentru prelucrarea la calculator sînt codificate cunoștințele omenești în matematică, fizică, diferite capitole ale chimiei, diferite discipline inginerești, organizarea producției, tehnologie etc., se evaluează la sute de miliarde de dolari (ruble, franci, mărci, yeni etc.) și depășește costul total al tuturor calculatoarelor care funcționează în lume.

După ce s-au dezvăluit *limitele* rezervelor mondiale de combustibili organici, s-a început căutarea intensivă a așa numitor surse „alternative" de energie. Într-un mod foarte asemănător, după epuizarea unei părți considerabile de algoritmi formali de prelucrare a datelor, acumulați în ultimele secole de dezvoltare rapidă a științelor exacte, dezvoltarea în continuare a industriei informaționale a necesitat elaborarea tehnologiei informaționale „alternative" — de autoformalizare a cunoștințelor profesionale, înțeles ca un proces de înregistrare independentă, sub formă de program de calculator, de către însuși specialist, a comorilor de cunoștințe profesionale, acumulate de el.

Evoluția calculatoarelor personale

În ce privește influența posibilă asupra societății industrial-dezvoltate fenomenul calculelor personale se compară cu începutul erei alfabetizării generale, care a apărut după inventarea tiparului. Dar această comparație nu este pe deplin exactă. Cartea a fost totdeauna și rămîne un mijloc de păstrare pasivă a cunoștințelor; ea ca atare nu este capabilă să transforme informația ci doar îl stimulează în acest scop pe un cititor atent, care gîndește. După un secol și jumătate de la inventarea tiparului Francis Bacon a lansat teza, care a devenit înaripată de atunci, „Cunoștințele înseamnă putere". Însă au mai fost necesari aproape 400 de ani de dezvoltare a științei și tehnologiei, stimulată prin tipar, înainte de a fi creiată prima sculă individuală de masă pentru transformarea nemijlocită a cunoștințelor profesionale în forță activă — calculatorul personal.

Ce este calculatorul personal sau computerul personal?

El, de regulă, dispune de mijloace dezvoltate de autoinstruire a utilizatorului neinițiat în munca la tastatură, mijloace flexibile de protecție împotriva greșelilor acestuia și ceea ce este mai important, toate resursele unui asemenea calculator sînt subordonate unui supraobiectiv și anume, să asigure „reacția prietenoasă" a calculatorului la orice acțiuni, printre care și cele greșite, ale utilizatorului.

Din punct de vedere constructiv calculatorul personal este un aparat de birou sau chiar de buzunar, la care într-un singur corp sînt asamblate: microcalculatorul, memoria permanentă și operativă, tastatura, ecranul, discul flexibil sau casetofonul. Uneori unul din blocuri, tastatura, se execută într-un corp separat.

Particularitatea distinctivă a înzestrării cu programe a calculatorului personal constă în aceea că toate „buloanele și piulițele" sistemului operational sînt ascunse în interior, pentru a dispensa pe utilizator de necesitatea de a pătrunde spre

resursele de calcul prin jungla limbajelor de programare, procedurilor de comandă și altor aglomerări de sisteme operaționale ale calculatoarelor mari.

Descoperirea fenomenului de calculator personal se leagă în SUA de numele lui Steeve Jobs — vicepreședintele și fondatorul firmei „APPLE". În anul 1980 el a definit acest tip de calculator ca „Instrument individual pentru amplificarea posibilităților naturale ale rațiunii omenești". La mijlocul anului 1981 S. Jobs a încercat să dezvăluie sensul acestei formulări. „O dată, — își amintește el — am avut ocazia să examinez lista speciilor biologice, ierarhizate după nivelul eficienței cu care își utilizează energia musculară pentru deplasare. Pe pirmul loc în această listă se afla condorul, iar omul se găsea în treimea inferioară a listei. În acelaș timp, se știe că omul care merge cu bicicleta, ca eficiență de utilizare a energiei musculare, depășește cu mult toate animalele cunoscute, inclusiv condorul".

După părerea lui S. Jobs, calculatorul personal servește omului ca și bicicleta, dar într-o altă sferă, nemecanică, a posibilităților omenești. Calculatorul personal este prima sculă individuală din istorie, care permite să se mărească vizibil eficiența muncii intelectuale.

Distanța, pe scara productivității profesionale, între oamenii apropiați ca posibilități, dintre care unul este înarmat cu scula corespunzătoare, iar altul este neînarmat, se va mări, evident, rapid. Prin aceasta se și explică ritmurile ridicate de creștere a vînzărilor de calculatoare personale, constatate în ultimii 10 ani. Unele exemplare au început să apară în anul 1973 și se percepeau ca niște jucării exotice costisitoare. În anul 1976 s-au vîndut 20 000 calculatoare personale și totodată, trei sferturi dintre ele, deja de pe atunci, au fost cumpărate de cei care intenționau să nu le folosească în sfera recreativă, ci nemijlocit în activitatea profesională — ingineri, tehnicieni, comercianți, funcționari, medici, cadre didactice etc. În anul 1977 numărul de calculatoare personale instalate atingea 50 000, în anul 1982 cca 5 milioane, către anul 1984 — 10 milioane. Ritmurile de creștere a acestui sector al pieții tehnicii de calcul din SUA sînt caracterizate de creșterea firmei „APPLE", fondată în anul 1977 de S. Jobs și S. Vosneak, cu capitalul total de cîteva mii de dolari. În anul 1983, adică la șase ani după fondarea firmei, volumul anual al vînzărilor acestei firme de calculatoare personale a depășit un miliard de dolari.

A munci jucîndu-se

Ce deosebea primul calculator personal „APPLE", demonstrat în anul 1976, de calculatoarele de masă care existau pe atunci? Unica distincție, dar principială și generînd urmări care duc foarte departe, dintre aceste două tipuri apropiate de calculatoare consta în dozajul comparativ al „componentei de joc" — mai întîi în ce privește înzestrarea cu programe, iar apoi și în execuția constructivă.

Programele de joc, de regulă, erau prevăzute în ansamblul înzestrării cu programe al oricărui calculator livrat de producători, încă cu mult înainte de apariția calculatoarelor personale. Dar, dacă elementul de joc al calculatoarelor de birou, produse de firme mari, „solide", se construia după principiul „Pentru treabă — tot timpul, pentru distracție — o oră", întreaga arhitectură a calculatoarelor personale a fost subordonată concepției principial noi — „A lucra jucîndu-te!" Primele firme producătoare de calculatoare personale tindeau să sublinieze în mod deosebit caracterul distractiv al noii mașini de calcul, printre care și prin denumirile ei: „APPLE", — „MĂR", „PET" — „amuzament" etc.

După părerea lui R. Insworth, directorul unei firme producătoare de programe „... multe rezultă din faptul că procesele de scriere a programelor, se aseamănă cu cele de creare a muzicii și a versurilor... De obicei calculatoarele sînt considerate fie ca mașini, fie ca instrumente de lucru; ideea despre calculator ca instrument de creație abia încă trebuie să se asimileze".

Insworth conduce elaborarea seriei de „pop-programe". Principala lor destinație este să stimuleze la utilizator activitatea creatoare în programare, să-i provoace dorința de a înțelege ce este asta, pentru a începe apoi să creeze independent primele construcții de programe. Principalul în această etapă, subliniază Insworth este

„... de a se absolvi de întrebarea pentru ce este necesar acest lucru. Aceasta echivalează cu întrebarea pentru ce este necesar cîntecul".

O asemenea tratare a proiectării calculatoarelor personale a condiționat și toate acele particularități caracteristice de aparatură și programe care deosebesc calculatoarele personale de predecesorii lor „de birou".

Cum s-a întîmplat că „masa critică" a componentei distractive, necesară pentru a transforma calculatorul de birou într-un instrument principial nou, care a revoluționat procesele activității creatoare, a fost găsită tocmai de doi tehnicieni tineri, Steeve Jobs și Steeve Vosneak fiecare avînd 20 și ceva de ani? Ei au ajuns la ideea calculatorului personal, în afară, desigur, de o imaginație bogată și energie tinerească, avînd în spate doar experiența creerii jocurilor electronice, de care Jobs se ocupa în cadrul firmei „Atari". De aceea, primul lucru pe care ei au încercat să-l facă a fost să imprime unui aparat distractiv, ca destinație de bază, unele trăsături ale calculatorului universal. Cu alte cuvinte, ei au pornit la crearea noului calculator principial din cu totul altă parte. Problema care se rezolva atunci se formula în modul următor: să se introducă în calculatorul distractiv unele trăsături ale calculatorului „serios".

Încercările primului model al calculatorului „APPLE" au arătat că posibilitățile lui sînt suficiente pentru rezolvarea numeroaselor probleme aplicative, în orice caz pentru utilizatorul de masă ele nu difereau vizibil de tipurile existente atunci de calculatoare de birou, însă posibilitățile de a „te juca" cu calculatorul erau, de astă dată, incomparabil mai multe decît în acele completări distractive, la care ar fi putut să aibă curajul să purceadă chiar cei mai curajoși dintre producătorii tradiționali de calculatoare.

„Imediat ce în anul 1976 noi am pus în funcțiune pentru prima dată calculatorul nostru, — povestește S. Jobs, — toți prietenii noștri au dorit să aibe unul la fel... De aceea, deja la mijlocul anului 1977, pe piața industrială au apărut primele exemplare din „APPLE-II".

Prin ce se poate explica că „drojdia distractivă" a putut să provoace o creștere așa de vertiginoasă a domeniilor de aplicare și a tirajului calculatoarelor de birou? Se știe bine că jocul ajută la instruire. Aceste probleme sînt cel mai mult studiate în educația preșcolară, unde importanța jocului a fost recunoscută de mult și de către toți. După cum a remarcat M. Montegne "... jocurile copiilor nu sînt deloc jocuri și este mai corect ca ele să fie considerate ca cea mai importantă și profundă preocupare a acestei vîrste".

Dar, fără motive deosebite se obișnuia să se considere că odată cu vîrsta scade utilitatea jocului. De aceea, de exemplu, învățămîntul în școală și, în special, în școala superioară este foarte îndepărtat de orice fel de jocuri, poate în afara celor sportive. Iar, în activitatea de producție — „Neserios!" este una dintre aprecierile negative cele mai populare. Pe de altă parte, ne putem aminti că aprecierea cea mai înaltă a muncii unui meșter era totdeauna: „El muncește parcă s-ar juca!", „Construiește jucîndu-se!" etc.

Calculatorul personal s-a dovedit primul instrument individual care a permis ca milioane de oameni ocupați în sfera informațională să treacă de la rutina macerării monotone a informației la un joc cu aceste fluxuri de informație. Situația s-a modificat calitativ cînd a devenit posibil să se vadă forma în schimbare și gama colorată a acestor fluxuri (de exemplu, histograme colorate, mobile, în locul tabelelor nesfîrșite), să se audă „susurul" lor (să spunem, schimbarea tonului semnalului artistic, care însoțește prelucrarea datelor, permite adesea să se perceapă auditiv și să se controleze regimurile de prelucrare), iar într-un șir de cazuri să se dea drumul în acești curenți unor „corăbioare" (poșta electronică, adică transmiterea de către beneficiari a unor comunicări de texte sau grafice prin canalele de legătură dintre calculatoare).

Posibilitatea de a sintetiza „cu mîinile proprii" imaginile acustice și colorate ale obiectelor informaționale permite să se mărească pronunțat eficiența procesului creator individual. Mai mult decît atît, reiese adesea că „jocul cu calculatorul", care însoțește munca de programare a imaginilor informaționale ca atare, involuntar, eliberează și stimulează activ imaginația creatoare, creează premisele pentru găsirea noilor căi, netradiționale, de rezolvare a unei probleme concrete de producție.

După părerea lui S. Jobs, destinaţia principală a calculatorului personal este de a elibera omul de asuprirea prelucrării de rutină a informaţiei, lăsîndu-l „...să facă ceea ce el poate să facă mai bine decît oricare din aparatele creiate de el şi anume să gîndească conceptual".

„Marele egalizator"

O evaluare indirectă, dar foarte convingătoare, a eficacităţii deosebite a calculatoarelor personale în activitatea profesională a milioane de oameni care lucrează în sfera informaţională a economiei naţionale trebuie să se considere faptul următor: circa jumătate din întregul tiraj al calculatoarelor personale, este cumpărată de profesioniştii de nivel mediu şi superior al mecanismului economic din SUA din bani proprii, „obţinuţi prin sudoare". Pentru acest contingent de cumpărători, preţul calculatorului personal constituie aproximativ salariul pe o lună. Oare a existat înainte un instrument pentru care angajatul salariat, fără a aştepta deschiderea ochilor administraţiei, să sacrifice o astfel de sumă? Din istorie se ştie că unele maşini erau distruse, pentru altele muncitorii se bucurau. Dar o „psihoză de masă pentru maşini" care, chiar şi de departe să semene cu situaţia constatată în prezent, cînd milioane de oameni sacrifică o sumă, care depăşeşte venitul lor lunar, pentru a cumpăra un instrument cu care vor lucra ca angajaţi — probabil că acest lucru nu a cunoscut istoria tehnicii.

Unul din liderii şcolii americane de inteligenţă artificială G. Weizenbaum prezintă o comparaţie, care ajută la înţelegerea unor resorturi psihologice ale celor ce au loc: „În Vestul american, în secolul XIX, pistolul cu şase cartuşe era cunoscut ca „marele egalizator" — această denumire dovedeşte explicit cum această varietate de armă influenţa autoaprecierea omului înarmat, dacă, neavînd-o, el se simţea într-o situaţie dezavantajată în raport cu concetăţenii lui". Probabil că această dorinţă de a „juca de la egal la egal" şi deci, de asemenea, de a-şi înarma cu o sculă individuală inteligenţa proprie (!) îi şi goneşte pe profesionişti în magazinele şi centrele de vînzare a calculatoarelor individuale.

Încă o creaţie a lui Steve Jobs, preşedintele conducerii firmei „APPLE", este proiectul „copiii nu pot să aştepte".

Conform proiectului de lege prezentat de el în Congresul S.U.A. se intenţiona ca în clasele şcolilor din S.U.A. să se instaleze, în cursul anului 1983, gratuit, cca 100 mii calculatoare personale tip „APPLE". Pentru aceasta firma va trebui să capete anumite scutiri de impozite care, desigur, compensează doar parţial costul acestui „cadou".

Dar autorii proiectului „copiii nu pot să aştepte" desigur, nu intenţionează să devină filantropi. Ei estimează piaţa potenţială a calculatoarelor personale la 150 milioane calculatoare şi presupun că, în anul 1982, ea a fost asimilată doar în proporţie de 1,5%. „Imediat ce în şcoală va apare primul calculator personal — explică reprezentantul firmei — va deveni clar că este necesar să se procure din ce în ce mai multe asemenea calculatoare... Totodată, dacă la ei va apare calculatorul personal tip „APPLE", atunci, după cum considerăm, ei vor comanda calculatoarele noi tocmai de acest tip". Cu alte cuvinte, în sectorul pieţii calculatoarelor personale, jocul principal se află încă înainte şi participanţii încearcă să „picheteze" domeniile cu perspectivele cele mai mari.

Aspectul comercial al acestui proiect este transparent, însă mult mai importante par urmările social-economice posibile ale unei asemenea soluţii. Cum se va reflecta asupra structurii pieţii muncii apariţia, chiar în viitorul cel mai apropiat, doar după cca 5—7 ani, a primei generaţii de absolvenţi ai şcolilor medii şi colegiilor erei „alfabetizării computerizate integrate"?

Pentru a aprecia amploarea deplasărilor care se aşteaptă în structura profesională a sectorului informaţional al economiei naţionale a ţărilor industrial dezvoltate ca rezultat al introducerii în masă a calculatoarelor personale este util să se efectueze unele analogii istorice.

Încă acum 100 ani o caligrafie bună mărea vizibil șansele de a căpăta servicii într-un birou, iar puținii posesori fericiți ai unui scris caligrafic puteau în general să nu se teamă pentru cariera lor în acest domeniu. A trecut foarte puțin timp de la inventarea mașinilor de scris și avantajele naturale pentru muncă în birouri, pe care le posedau oamenii cu un scris frumos, practic au dispărut.

Acum cîteva sute de ani, în principalele universități din Europa se dădeau teze de dizertație privind înmulțirea și împărțirea unor numere mari. După aceea, aceste probleme s-a reușit să fie formalizate pînă la o succesiune scurtă din cîteva operații artimetice („în coloană). După aceasta, posibilitatea rezolvării independente a acestor probleme a devenit larg accesibilă milioanelor de oameni pe care nu-i interesa de loc, în acest caz, esența matematică a problemei.

Calculatorul personal este instrumentul care va ajuta, în viitorul cel mai apropiat, să se scrie sub formă de programe și, prin aceasta, să se facă larg accesibile numeroase dintre procesele încă greu formalizabile în cele mai diferite domenii ale activității omenești: tehnologie, medicină, economie, etc.

Alfabetizarea computerizată în masă și tirajele de multe milioane în producția de calculatoare personale — mașinile-unelte ale celei de a doua revoluții industriale, imprimă un curs puternic dezvoltării forțelor de producție. Întîrzierea în dezvoltarea industriei calculatoarelor personale, — acolo unde ea va exista — va necesita, deja la sfîrșitul deceniului nostru, eforturi costisitoare în masă pentru a preîntîmpina numai cele mai evidente urmări legate de influența calculatoarelor personale asupra ritmurilor de creștere a productivității muncii în sfera informațională a economiei naționale. Iar, în ansamblu, apariția în viața noastră a fenomenului calculatorului personal poate provoca probleme care sînt comparabile ca amploare cu mișcarea cunoscută din istorie, pentru lichidarea analfabetismului.

IFAC International Federation of Automatic Control

Secretariat: Schloßplatz 12, A-2361 Laxenburg, Austria — Phone (02236) 71447, Telex 79248 ifac a

1985 No. 4 Aug.

Newsletter

Contents:

Impressum

Medieninhaber und Herausgeber
International Federation of Automatic Control (IFAC), Genf
Schloßplatz 12, A-2361 Laxenburg

Verlagsort und Redaktion
Dipl.-Ing. Gusztáv Hencsey
Schloßplatz 12, A-2361 Laxenburg

Hersteller
Artur Schetezik & Sohn
Breite Gasse 14, A-1070 Wien

Editor: Gusztáv Hencsey
Layout: Margaret A. Gottfried
published bimonthly

Annual IFAC Meetings in Boston, Mass.

Almost every meeting room was occupied during these days at the Marriott Copley Plaza Hotel in Boston, where the IFAC Council, Boards and Committee Meetings were held in conjunction with the 1985 American Control Conference.

The following IFAC bodies held their sessions before the Council Meeting on June 22: Technical Committees APCOM, EMSCOM, EDCOM, MOC, SECOM and its WG on SWIIS, SPACE, the IPC for the 1987 IFAC World Congress in Munich; Policy, Publications and Finance Committees; Publications Managing Board, Automatica Editorial Board; Technical Board and Executive Board.

The reports of the President, the Treasurer, the Secretary, the Technical Board Chairman and the Executive Board Chairman were unanimously accepted at the Council Meeting together with IFAC's budget for 1986.

A decision was taken about the foundation of new awards in order to strengthen IFAC's relations with industrial specialists, young scientists and those working in the field of education. The preparation of the guidelines for the award of the "Application Paper Prize", "Young Author's Prize" and "Education Prize" is in progress.

Two Committees were appointed by IFAC's President: the Election Committee for the appointment of officers for the term 1987→1990 with B. D. Anderson as Chairman and B. Tamm and S. Kahne as members, and the Quazza Medal Selection Committee with T. Vamos as Chairman and B. D. Anderson and J. F. Coales as members.

The organizers informed on the efforts being made for the next IFAC Congresses. The arrangements for the 1987 Munich Congress are well in hand, as was proved by the IPC meeting. B. Tamm and B. D. Anderson reported on the preparations of the 1990 Congress in Tallin and the 1993 Congress in Sydney respectively.

Five countries volunteered for organizing the 1996 IFAC Congress. The Council will consider this question at its 1986 meeting.

The Chairman of the Publications Committee reported on the preparations of the new guidelines ("Procedure for the Organization of IFAC Technical Events", "Presentation of Scientific Papers") to go to press soon.

The Chairman of the Publications Managing Board stated that 1984 really was a successful year considering IFAC publications and also mentioned that the updated Automatica Agreement has been signed.

The Council authorized the President to sign the extended contract with Pergamon Press.

It was agreed that the next meeting of the Council will be held in Zurich, Switzerland on August 31, 1986, in conjunction with the IFAC Symposium on Large Scale Systems.

IFAC Congratulates Harold Chestnut



who was awarded the Richard E. Bellman Control Heritage Award presented annually by the American Automatic Control Council for a distinguished lifetime carreer of contributions to the field of Automatic Control

* Vezi AMC-48 paginile 55—58.

IFAC

FORTHCOMING EVENTS

1985 No. 4 Aug.

Title	1985	Place	Deadlines	Further Information
4th IFAC Workshop Safety of Computer Control Systems (SAFECOMP '85)	Oct 1—3	Como I	—	Dr. E. DeAgostino Senior Research Engineer ENEA — Dip. Reattori Termici, CRE-Casaccia Via Anguillarese 301 I-00060 Rome, Italy
IFAC/IFORS Symposium Systems Analysis Applied Water and Related Land Resources	Oct. 2—4	Lisbon, Portugal	—	Prof. Luis Valadares Tavares APDIO Av. Rovisco Pais 1000 Lisbon, Portugal
13th IFAC/IFIP Workshop Real Time Programming	Oct 7—8	West Lafayette, Ind., USA	—	Prof. T. J. Williams Purdue Laboratory for Applied Industrial Control 334 Potter Center, Purdue Univ. West Lafayette, Ind 47907, USA
IFAC Workshop Adaptive Control in Chemical Processes	Oct. 21—22	Frankfurt FRG	—	H. Wiefels VDI/VDE GMR P.O. Box 1139 D-4000 Dusseldorf 1, FRG
IFAC Symposium Robot Control	Nov 6—8	Barcelona, E	—	Secretariat of SYROCO '85 Institute de Cibernetica Diagonal, 647 E-080828 Barcelona, Spain
IFAC Workshop Automatic Control in Petroleum, Petrochemical and Desalination Industries	Nov. 18—20	Kuwait	—	Dr. Jaafar Assiri c/o Dr. Samir Kotob TED/ASD Kuwait Institute for Scientific Research P.O. Box 24885, Safat, Kuwait
IFAC Symposium Modelling and Control of Biotechnological Processes	Dec. 11—13	Noordwijkerhout, NL	—	Prof. Dr. A. Johnson Lab. voor Fysische Technologie Prins Bernhardlaan G 2628 BW Delft The Netherlands

Title	1986	Place	Deadlines	Further Information
5th IFAC/IFIP/IMACS/IFORS Symposium Information Control Problems in Manufacturing Technology	April 22—25	Yerevan, SU	—	Organizing Committee of the 5th Symposium ICPMT 65, Profsojuznaja Str. Moscow 117342, USSR
2nd IFAC Symposium Stochastic Control	May	Vilnjus, SU	—	USSR National Committee on Automatic Control 65, Profsojuznaja Str. Moscow, 117342, USSR
IFAC Workshop Reliability of Instrumentation Systems for Safeguarding and Control	May 12—14	The Hague, NL	—	Mr. J. P. Jansen Shell Intl. Petroleum Mij. Carel von Bylandtlaan 30 2596 HR Den Haag, NL
IFAC Workshop Methods for the Management of Software Projects	May 14—16	FRG	—	H. Wiefels VDI/VDR GMR POB 1139 D-4000 Dusseldorf 1, FRG
4th IFAC/IFIP Symposium Software for Computer Control (SOCOCO)	May 20—23	Graz A	Sept 1985	SOCOCO '86 att. Ms. R. Hammer, IIG Schießstattgasse 4a A-8010 Graz, Austria
14th IFAC/IFIP Workshop Real Time Programming	May 25—27	Balaton, H	—	Prof. J. Szlanko Central Institute for Physics POB 49 H-1525 Budapest, Hungary

(ctd. next page)

* Vezi AMC-48 paginile 55—58.

FORTHCOMING EVENTS (ctd.)

Title	1986	Place	Deadlines	Further Information
IFAC Workshop Use of Technology Incl. Systems Cooperation for International Conflict Resolution	June 3—5	Cleveland OH, USA	—	Dr. Harold Chestnut SWIIS Foundation Inc. 1226 Waverly Place Schenectady, N.Y 12308, USA
IFAC Workshop Digital Image Processing in Industrial Applications	June 10—12	Helsinki, SF	—	Mr. Martin Ollus Technical Research Centre of Finland Otakaari 5 I SF-02150 Espoo, Finland
IMEKO/IFAC Symposium Intelligent Measurement	June 10—14	Jena, GDR	—	Prof. D. Hofmann Friedrich-Schiller University Section Technology GDR-6900 Jena
5th IFAC/IFORS/IIASA Conference Modeling and Control of National Economies	June 17—20	Budapest, H	—	Dr. Margit Ziermann Institute of Economic Planning Roosevelt ter 7—8 H-1051 Budapest V. Hungary
4th IFAC Symposium Control of Distributed Parameter Systems	June 30 July 3	Pasadena, USA	Sept. 1, 1985	Mr. G. Rodriguez Jet Propulsion Laboratory 3800 Oak Grove Drive Pasadena, CA 91109, USA
5th IFAC/IFIP/IFORS International Conference Control in Transportation Systems	July 8—11	Vienna, A	—	OPWZ, Mr. W. Stojskal POB 131 A-1014 Vienna, Austria
IFAC Workshop Adaptive Systems in Control and Signal Processing	July 1—3	Lund, S	Oct. 15, 1985	Prof. K. J. Åström Dept. of Automatic Control Lund Institute of Technology Sweden
IFAC Symposium Microcomputer Application in Control	July 22—25	Istanbul, TR	*	Prof. E. Adali P. K. 175 Levent-Istanbul, Turkey
IFAC Workshop State Space Modelling of Hydrological Systems	July (1 day)	Budapest, H	*	Dr. A. Szöllösi-Nagy VITUKI Pf. 27, H-1453 Budapest Hungary
IFAC Workshop Modelling, Decisions and Games with Applications to Social Phenomena	August 11—15	Beijing, PRC	*	Prof. Zhang Si-Ying Dept. of Automatic Control Northeast Inst. of Technology Shenyang, Liaoning Province, PRC
IFAC Symposium Automation in Aquaculture	August 18—20	Trondheim, N	*	Prof. J. G. Balchen Norwegian Inst. of Technology N-7034 Trondheim NTH, Norway
5th IFAC Symposium Automation in Mining, Mineral and Metal Processing	August 24—28	Tokio, J	*	Prof. Y. Yoshitani Technological University of Nagaoka Dept. of Control Engineering Kamitomioka Nagaoka 949-54, Japan
4th IFAC/IFORS Symposium Large Scale Systems: Theory and Applications	August 26—29	Zurich, CH	Sept. 1, 1985	Prof. M. Mansour IFAC/IFORS Symposium ETH Zentrum CH-8092 Zurich, Switzerland
IFAC/IFIP/IFORS Symposium Economics and Artificial Intelligence	September 2—4	Aix-en-Provence	—	Ms. E. Fayola & Ms. C. Frachon AFCET 156 Bd. Péreire F-75017 Paris, France
2nd IFAC Workshop Modelling and Control of Electric Power Plants	September 16—18	Philadelphia PA, USA	*	Dr. H. G. Kwatny, Prof. of Systems Engineering Drexel University Dept. of Mechan. Engg. & Mechanics Philadelphia, PA 19104, USA
IFAC/IMACS Symposium Simulation of Control Systems	September 22—26	Vienna, A	Dec. 1, 1985	Dr. P. Kopacek Technical University Karlsplatz 13 A-1040 Vienna, Austria
IFAC Workshop Fault Detection and Safety in Chemical Plants	September	Kyoto, J	*	Prof. T. Takamatsu Dept. of Chemical Engineering Kyoto University Kyoto 606, Japan

+ not yet officially approved

* deadline not yet known

* Vezi AMC-48 paginile 55—58.

- Seria AMC se procură din librăriile cu carte tehnică
- Din cursul anului 1984, de la volumul AMC 38, pe coperți apar cele cîteva domenii atacate, volumele capătînd, astfel, titluri. Această tematizare s-a bucurat de succes nu numai în rîndul informaticienilor ci și al altor specialiști, ca și a unor cercuri de studenți, elevi ș.a. Cicluri continue ca: proiectarea asistată de calculator, analiza sistemelor, calculatoare personale, retele de calculatoare, note de lectură, service pentru calculatoare, congrese ș.a., realizate de specialiști, atrag noi cititori permanenți.
- Pentru a vă asigura obtinerea seriei AMC în noile conditii, recomandăm întreprinderilor să ne trimită pe adresa: EDITURA TEHNICĂ, Piata SCÎNTEII 1, comenzi ferme anticipate, semnate de director și contabil sef, care să colecteze atît volumele necesare documentării unității cît și cererile ferme exprimate de oamenii muncii prin organe sindicale (FUS, CIT ș.a.). Și cititorii individuali ne pot scrie, indicînd adresa exactă. Noi înaintăm toate aceste comenzi, cu indicatii de prioritate, centrelor de librării, prin Întreprinderea de difuzare a cărții (I.D.C.).
- Plata se face la primirea volumelor, nu anticipat.
- În 1984 au apărut volumele 35–44, iar în 1985 (trim. I–II) AMC 45–47. În trim. III apar AMC 48–51, iar în trim. IV, AMC 52–54. Prețul unui volum este de 22–25 lei.
- În 1986 sînt prevăzute AMC 55–60.
- Eventualele lămuriri la tel. 18.06.30 sau 17.60.10/2100.

- Volum realizat prin cooperare cu Comisia de Cibernetică a Academiei R. S. România, Institutul pentru tehnică de calcul și automatizări, Institutul de proiectări automatizări, Întreprinderea pentru întreținerea și repararea utilajelor de calcul și cu specialiști din aceste foruri și unități.
- Cu sprijinul Federației Internaționale de automatizare (IFAC) și al revistei Znanie Sila (URSS), și concursul unor specialiști din R. P. Ungară și U.R.S.S.
- Cu concursul și al unor specialiști din Institutul Politehnic București, Institutul de proiectări pentru sectoare calde.

EDITURA TEHNICĂ

Lei 25